

CAPÍTULO 1: INTRODUCCION: APLICACIONES DE LA FOTÓNICA DE MICROONDAS

1. RF systems and applications

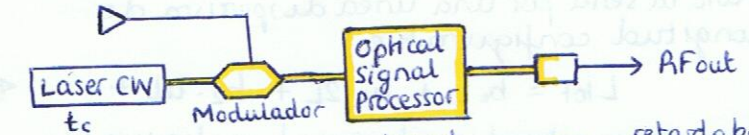


Tradicional:



- AB limitado
- Poca flexibilidad (modulación y V_{ex} fija)
- Interferencias
- Pérdidas dependientes de la frecuencia

Fotónico:



t_c
tiempo de coherencia de la fuente

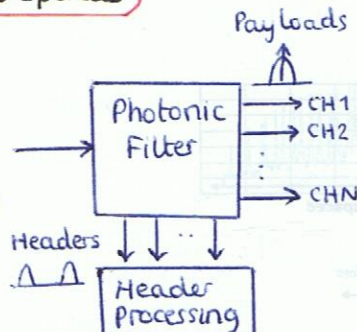
incoherent regime

$t_c \ll T$ ← retardo básico entre señales que se combinan

- Ventajas de las fibras ópticas

- Mobile, Wireless LAN, mm wave
 - channel selection
 - channel rejection
 - SNR improvement, dispersion mitigation
- Aur donde el peso sea crítico
- MTI Radar
- Optical Beamforming en Array Antennas
- Procesado de señales de THz (gracias a $t_c \uparrow$)

2. Aplicación en Redes Ópticas



- Otra aplicación: eliminar una banda lateral para lograr SSB (sin supresión de subportadora)
un AWG puede hacerlo con todos los canales a la vez.

- Separación carga y cabeceras
- Extracción tono piloto
- Separación de subportadoras /RFI en una misma λ óptica

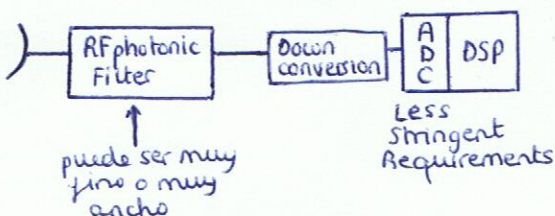
Ventajas

- Optical Delay Lines (ODL) - pérdidas $\rightarrow$ bajas independientes de f_{RF}
- Paralelismo ESPACIAL y WAVELENGTH simultáneamente
- producto tiempo $\times$ ancho banda alto $T \times B$
- inmunes a interferencia
- very short time delays $\rightarrow$ allows sampling rate of 100 GHz (even THz on air propagation)

EJEMPLOS DE APLICACIÓN

Mobile, wireless & Radio

Filtro fotónico directamente en RF SIN down conversion



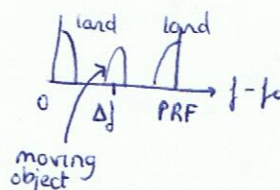
puede ser muy fino o muy ancho

channel rejection:

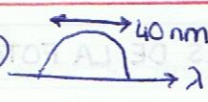
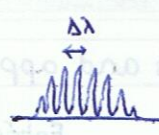
- e.g. radioastronomía, eliminar interferencias humanas
- e.g. eliminación de ruido y canales interferentes en UMTS

channel selection:

- e.g. separar el canal deseado (UMTS, Hiper-lan, LMDS)
- e.g. seleccionar frecuencia Doppler deseada en un radar MTI



ejemplo: Filtro de canal UMTS (5MHz) a 2GHz

- Super LED (fuente ancha) 
- La modulo con datos
- Tomo muestras en λ con FBG's (cada muestra retarde adicional ΔT) 

- High Q (~400)
- Tunability for 12 channels

- Paso la seña por una linea dispersiva de longitud configurable

$$L_{tot} = b_0 L + b_1 \cdot 2L + b_2 \cdot 4L + \dots$$

Linear y switches ópticos

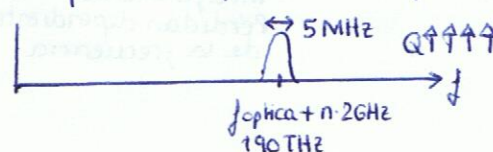
para tener retardo adicional configurable

$$\Delta T_{tot} = \Delta T + D \cdot \Delta \lambda \cdot L_{tot}$$

$\uparrow$
 dispersion

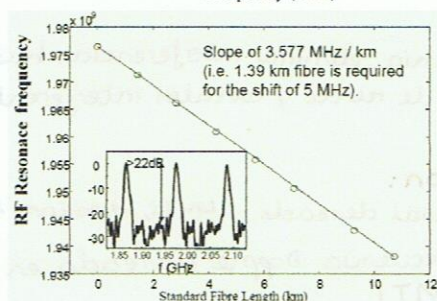
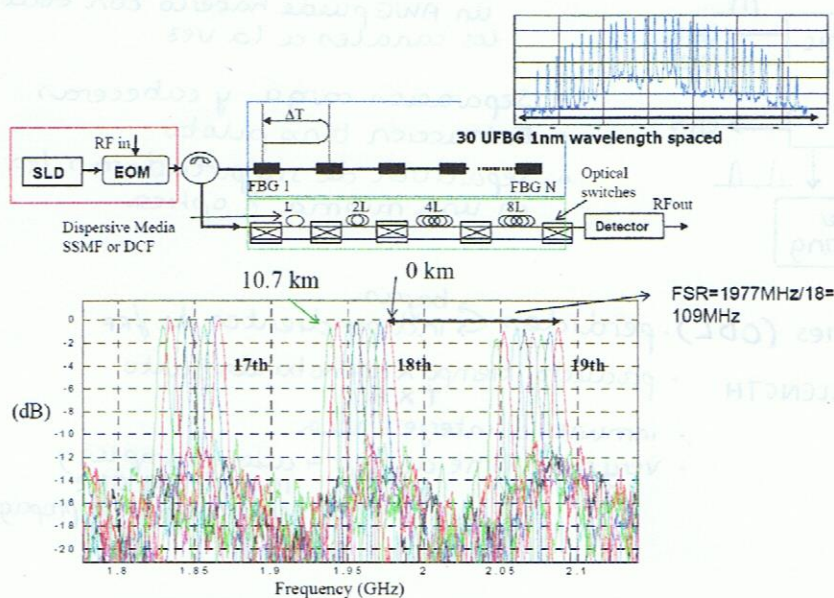
$\uparrow$
 slope
 3 MHz/km
 (central)

En óptica este filtro sería dificilísimo



- Detector (combina muestras) → filtro FIR

Pero nos sirve con resonancias de orden superior (si el FSR es suficiente)



EJEMPLOS DE APLICACIÓN

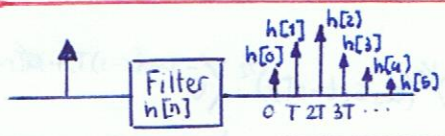
Mobile wireless & Radio

Filtro fotónico
directamente en RF
sin downconversion



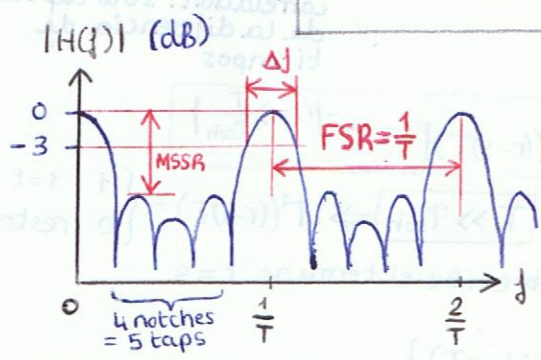
CAPITULO 2. FUNDAMENTOS DE LOS FILTROS FOTÓNICOS DE MICROONDAS

Función de Transferencia en RF



$$y[n] = x[n] * h[n]$$
$$Y(z) = X(z) \cdot H(z)$$
$$H(z) = \sum_{k=0}^N h[k] z^{-k}$$

- N finito $\rightarrow$ filtro FIR $\rightarrow H(z) = \sum a_k z^{-k}$
- $N \infty \rightarrow$ filtro IIR $\rightarrow H(z) = \frac{\sum a_k z^{-k}}{1 - \sum b_k z^{-k}}$



Hablar de 'factor de calidad' en filtros discretos es trampa porque depende de la resonancia que cojamos

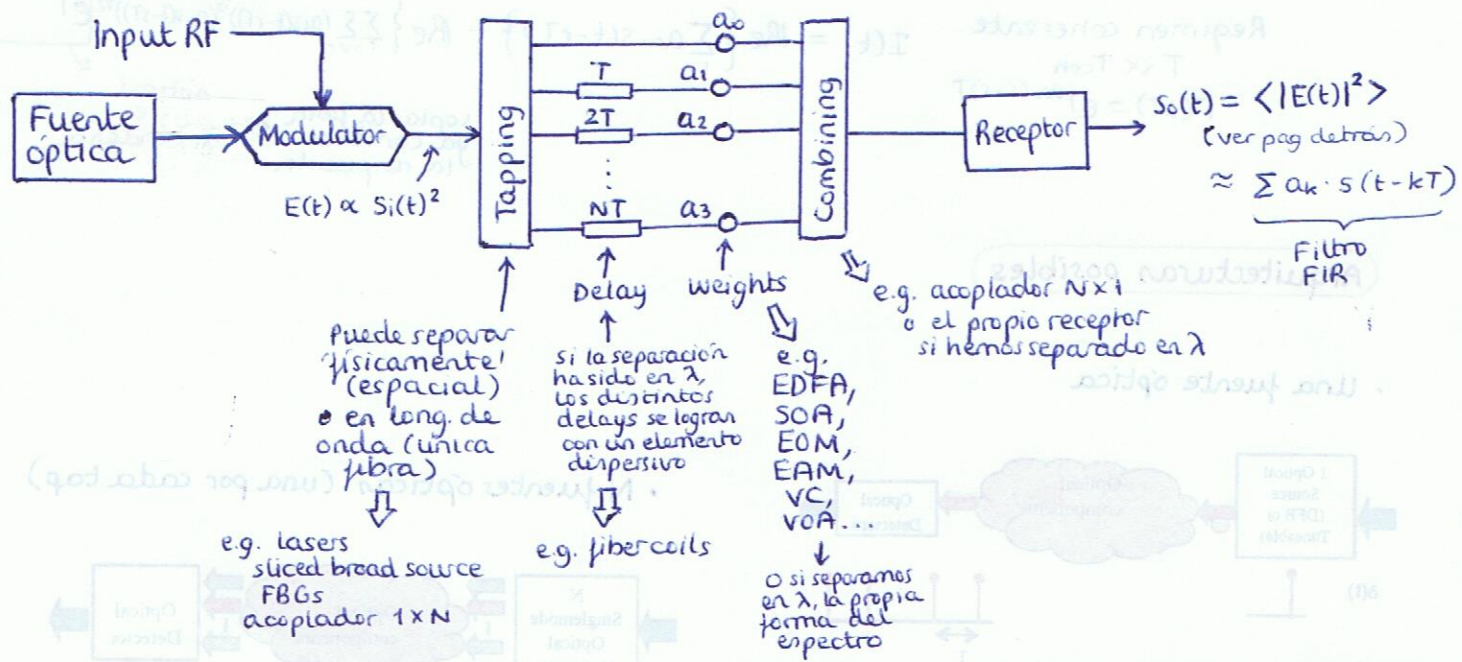
$$Q_k = f_k / \Delta f$$

Lo correcto es hablar de la **FINURA**

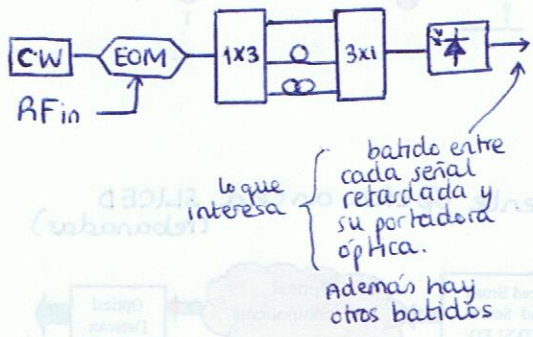
$$F = \frac{FSR}{\Delta f}$$

Disminuir T aumenta FSR pero también Δf . Para mejorar la finura hay que cojer mas muestras

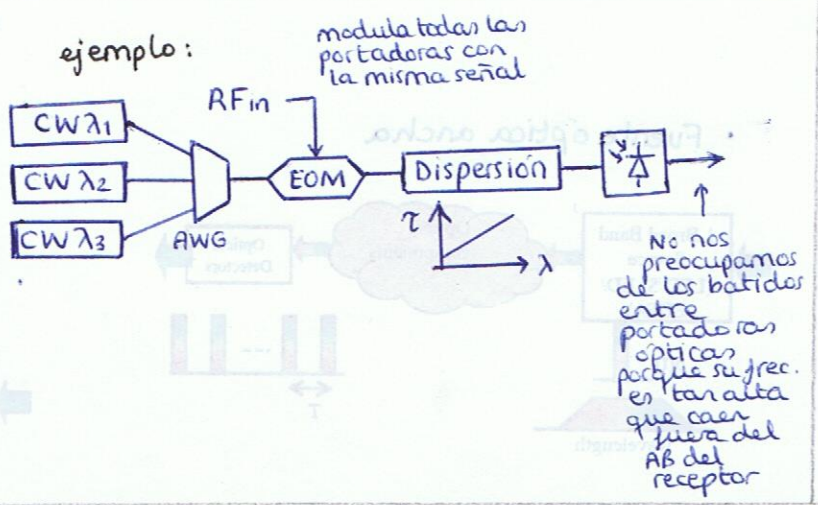
Filtro fotónico de RF



ejemplo:



ejemplo:



Coherent vs. Incoherent

al cuadrado y promediado

$$E(t) = \sum_k (a_k s(t-kT))^{1/2} e^{j\omega_0(t-kT) + \phi(t-kT)}$$


$$I(t) = \text{Re} \{ \langle E(t)^2 \rangle \}$$

$$= \text{Re} \left\{ \sum_r \sum_s (a_r s(t-rT))^{1/2} (a_s s(t-sT))^{1/2} \underbrace{\langle e^{j\omega_0((r-s)T) - \phi((r-s)T)} \rangle}_{\Gamma((r-s)T)} \right\}$$

- $a_k > 0 \rightarrow$ limita las posibles respuestas
- $T \gg T_{\text{coh}} \rightarrow$ no dependemos de la fase óptica
Inmunidad a variaciones de presión, temp, movim, ...

tiempo de T_{coh} : coherencia de la fuente

La amplitud de la correlación entre dos señales con misma fuente decae exponencialmente con el retardo

$$|\Gamma((r-s)T)| \propto e^{-|(r-s)T/T_{\text{coh}}|}$$

si $T \gg T_{\text{coh}} \Rightarrow \Gamma((r-s)T) = \begin{cases} 1 & s=t \\ 0 & \text{resto} \end{cases}$

sólo sobrevive el término $r=s$

$\Gamma((r-s)T)$
correlación: sólo depende de la diferencia de tiempos

Régimen Incoherente
 $T \gg T_{\text{coh}}$

$$I(t) = \text{Re} \left\{ \sum_r a_r \cdot s(t-rT) \right\}$$

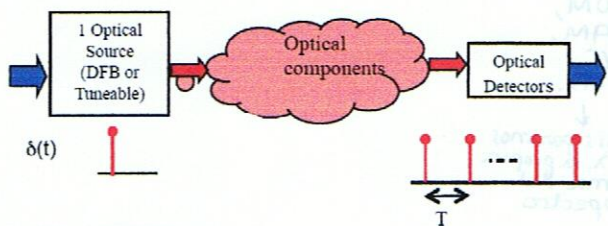
Régimen coherente
 $T \ll T_{\text{coh}}$
 $\Gamma(kT) = e^{j\omega_0(r-s)T}$

$$I(t) = \text{Re} \left\{ \sum_r a_r \cdot s(t-rT) \right\} + \text{Re} \left\{ \sum_{r \neq s} (a_r s(t-rT))^{1/2} (a_s s(t-sT))^{1/2} e^{j\omega_0(s-r)T} \right\}$$

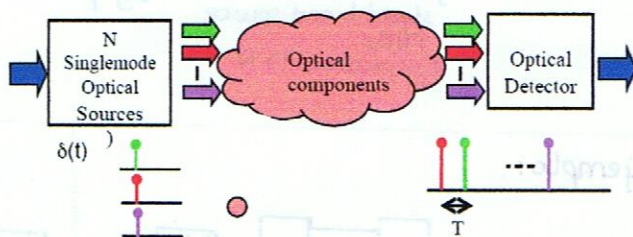
soplar la fibra ya cambia la respuesta $\leftarrow$ optical phase dependence

Arquitecturas posibles

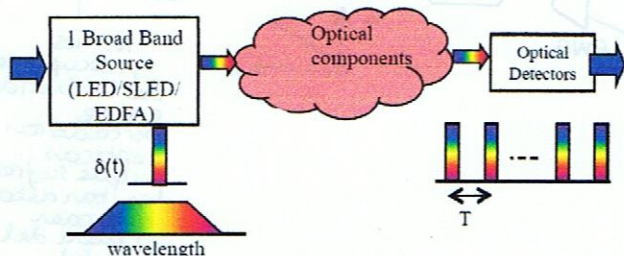
- Una fuente óptica



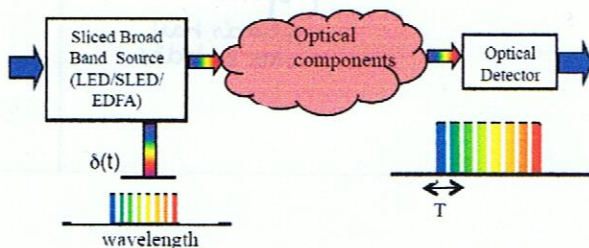
- N fuentes ópticas (una por cada tap)



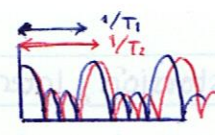
- Fuente óptica ancha



- Fuente óptica ancha SLICED (rebanadas)



Filter Operation



Filter Tunability

Variación del Time Delay $T \rightarrow$ varía FSR

- switched propagation paths (optical switcher 1-10ms)

Reconfigurability

• Change a_k, b_k coefficients

• Windowing/Apodisation/Weighting

↓
improve MSSR

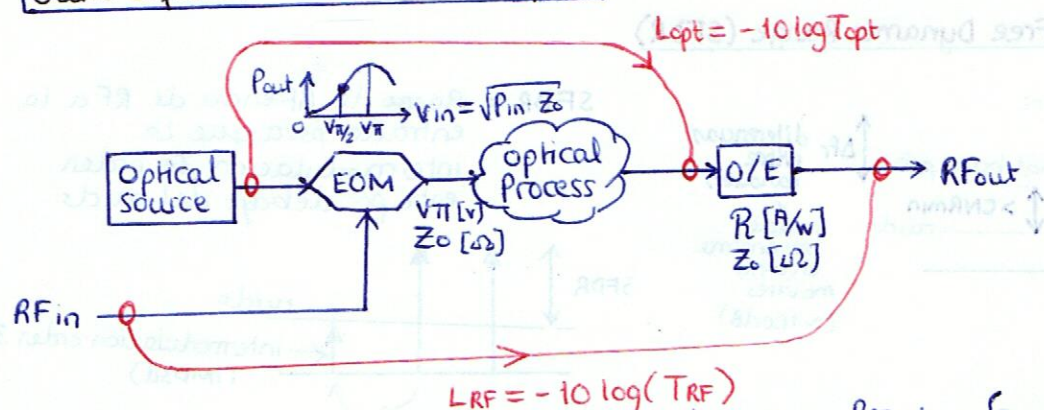
- wavelength tuning + dispersion (e.g. linearly chirped FBG) + multiple sources (100ns to >100ms)

- tuneable dispersive devices (e.g. FBG with actuators) (100ms - 1s)

RÁPIDO

↓
(100ns to >100ms)

Gain Equations and Noise Figure



$$L_{RF} = -10 \log(T_{RF})$$

$$T_{RF} = \frac{P_{RFout}}{P_{RFin}} = \left(P_{opt} \cdot \frac{\pi R Z_0}{2 V_{\pi}} \cdot T_{opt} \right)^2$$

$$L_{RF} = 2 \cdot -10 \log(T_{opt}) + 20 \log\left(\frac{\pi P_{opt} R Z_0}{2 V_{\pi}}\right)$$

$$L_{RF}(dB_e) = 2 L_{opt}(dB_o) + L_{EO/CE}(dB_e)$$

↑
pérdidas eléctricas
son las ópticas
al cuadrado

dB_o → dB óptico
dB_e → dB eléctrico

1 dB_o → 2 dB_e !

Compensar pérdidas: ej 36 dB_e

• Todo con amplif. RF
A = 36 dB_e

→ antes del EOM → Buena Noise Figure
→ Mala intermodulación / Distorsión
→ después del detector → Bueno para intermodulación
→ Malo para Noise Figure
→ dividido en ambos

• Todo en óptico → La mitad de amplif.
A = 18 dB_o

• Combinar RF y óptico: ej 12 dB_o y 12 dB_e = 36 dB_e

Noise sources in the photonic filter

RF: - ruido térmico en amplificadores
- ruido térmico + ruido shot en el detector

Óptico: Fuentes: - ruido RIN y Phase to Intensity Conversion (PIC)
- Optical Carrier Beating (entre fuentes)

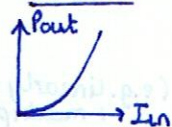
Amplif: - ruido Amplified Spontaneous Emission (ASE)
batidos señal-ASE y ASE-ASE

Distorsión, Intermodulación, Rango dinámico

- Amplificadores de RF → distorsión

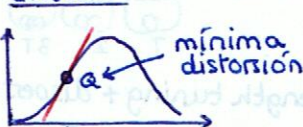
- Modulador
↳ distorsión

Directo



se usa poco por AB limitado

Externo

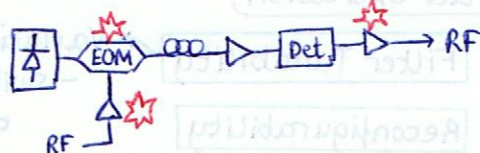


$$N \cdot m < 1$$

Limitar potencia RF de entrada

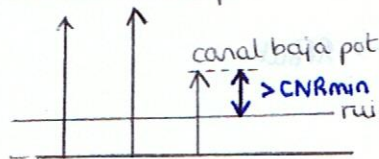
⇒ Limitar ganancia RF antes del EOM

Problemas de pérdidas y de figura de ruido



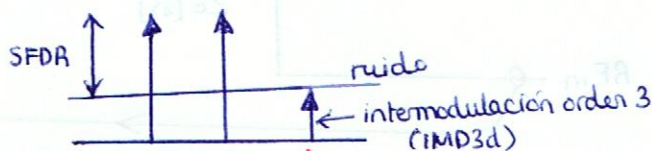
→ Spurious Free Dynamic Range (SFDR)

canales de alta pot



ΔPr diferencias entre canales
puede ser enorme en com. móviles (~100dB)

SFDR = Rango de potencia de RF a la entrada para que la intermodulación 3er orden esté por debajo del ruido



$$SFDR(dB) = \frac{2}{3} \cdot (IP_3(dB) - N_0(dB))$$

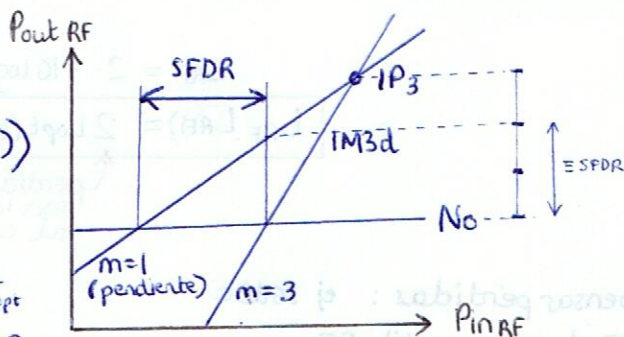
N_0 e IP_3 son parámetros del sistema

$$IP_3 = R \cdot \bar{P}_{opt}$$

$$N_0 = (RIN \cdot IP_3^2 + 2qIP_3 + \langle i_{th}^2 \rangle) R_L$$

$$IP_3 = P_{out} \cdot \left(\frac{P_{out}}{P_{IM3}} \right)^{1/2}$$

depende de la modulación que usamos



Efecto de la polarización

• Es una pega importante en los sistemas coherentes

• A veces también afecta a los sistemas coherentes

(some signal samples experience exactly the same delay within the filter leading to coherent interference)

$$\Gamma((s-s)^T) = \Gamma(0) = 1$$

- Usar control de polarización a la entrada de los EOM y de los SOA

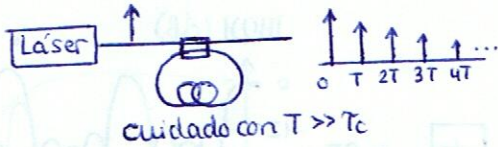
CAPÍTULO 3: IMPLEMENTACIONES DE FILTROS FOTÓNICOS DE RF

A LITTLE HISTORY

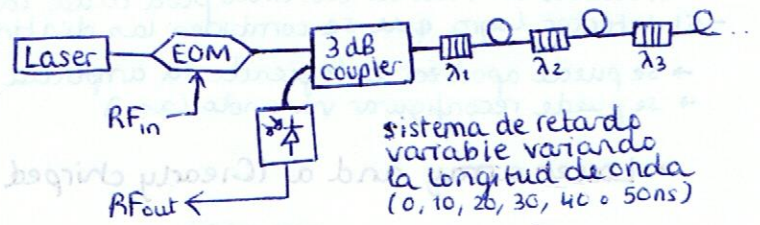
→ Fiber Optic Delay Lines

- 1976: proposed
- 1977: filter with 3 multimode fibers
- 1977: 15 multimode fibers
= 15 taps with $\Delta T = 52 \text{ ns}$
→ $f_{RF} = 193 \text{ MHz}$

1985: filtro transversal usando acople en anillo



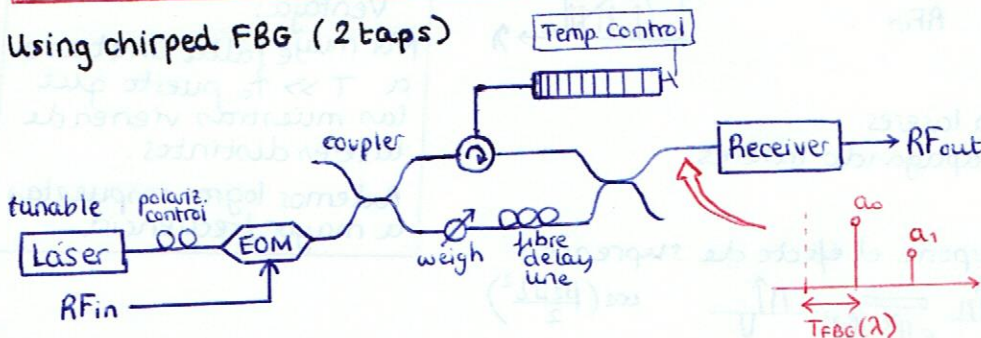
→ Fiber-grating-based optical processors



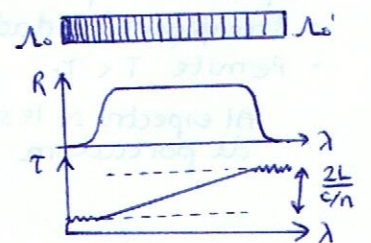
Año 1994 → Paper de referencia importante

1. FILTROS BASADOS EN UNA ÚNICA FUENTE

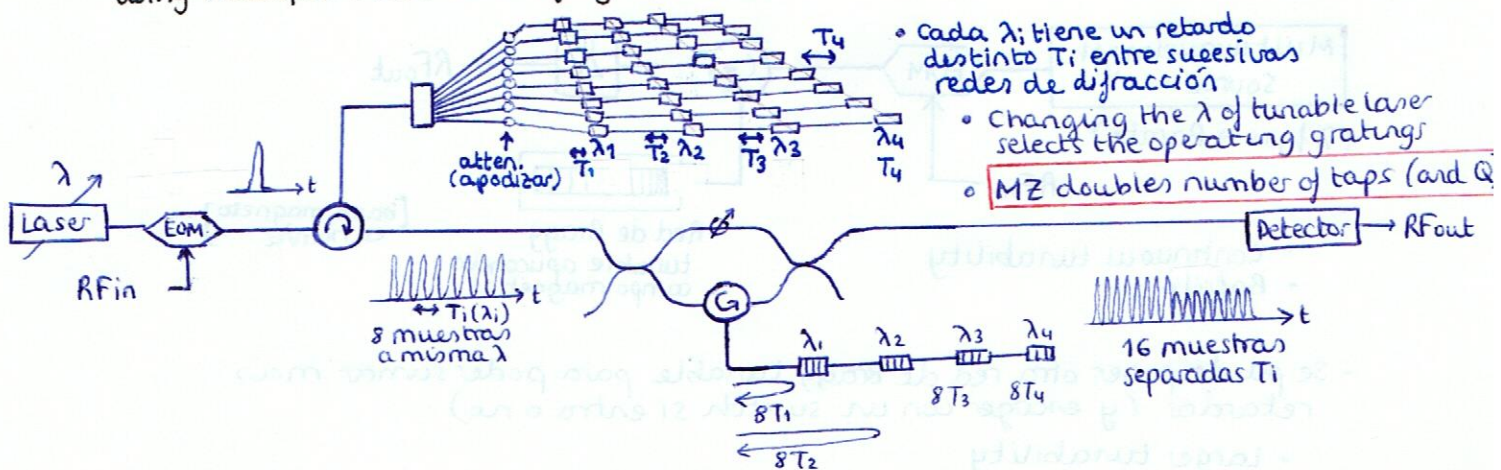
• Using chirped FBG (2 taps)



• linear and continuous tuning



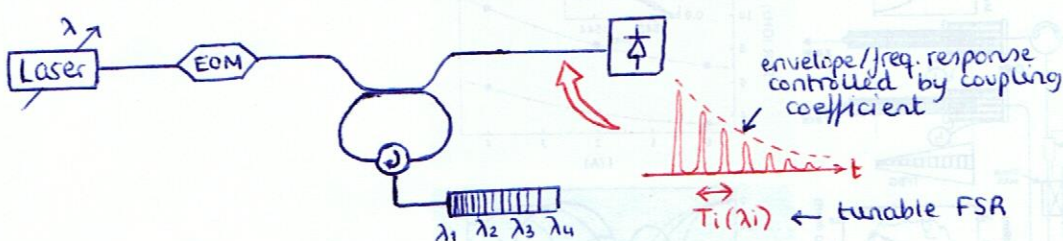
• Tunable bandpass filter using multiple FBG's at varying distance



• Changing the λ of tunable laser selects the operating gratings

• MZ doubles number of taps (and Q)

• Notch filter with optical fiber recirculating line (IIR response)

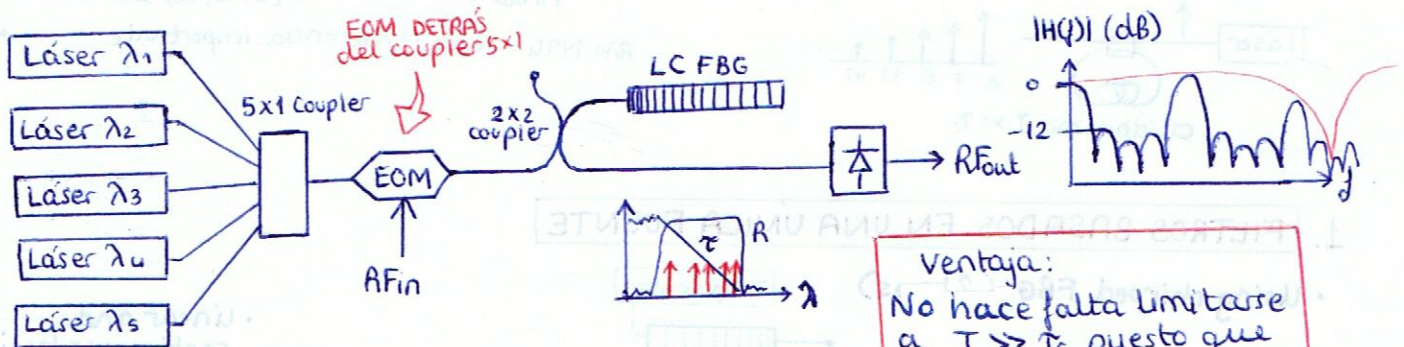


$T_i(\lambda_i)$ ← tunable FSR

2. FILTROS BASADOS EN MÚLTIPLES FUENTES

- Las distintas muestras son distintos láseres (a distintas λ) $\rightarrow$ modulados a la vez con la señal de RF
- Introduzco un retardo distinto para cada láser
- El detector logra que se combinen las distintas muestras (se suman)
 - $\rightarrow$ se puede apodizar escogiendo la amplitud de cada láser
 - $\rightarrow$ se puede reconfigurar variando las λ

- Laser array and a linearly chirped FBG (LCFBG) (Pastor, Capmany y Ortega)

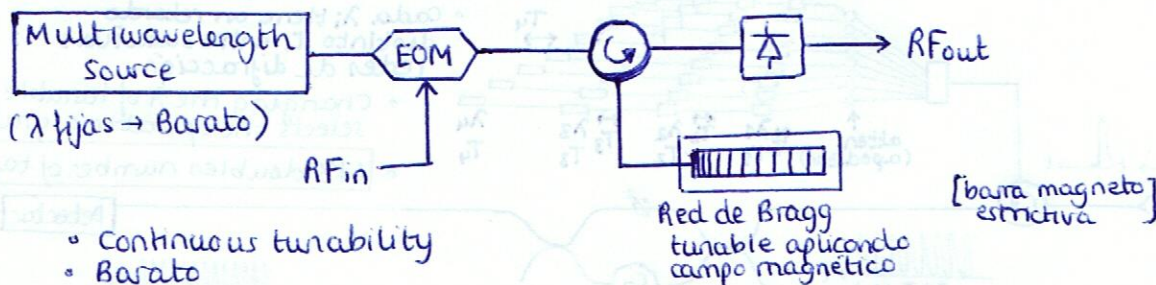


- Apodización: pot. salida láseres
- Reconfigurabilidad: apagando láseres
- Permite $T < T_c$

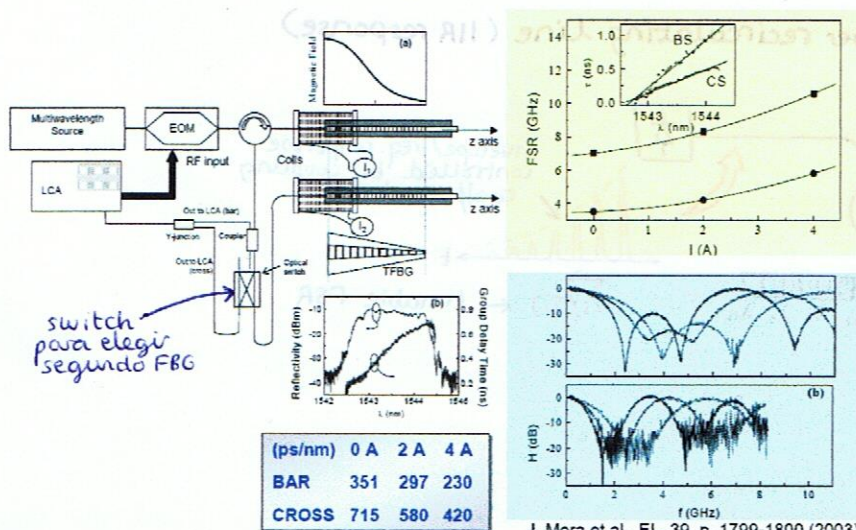
Al espectro se le superpone el efecto de supresión de portadora $e^{-j\beta z^2} = j\beta z^2$ $\cos(\frac{\beta z^2}{2})$

Ventaja:
No hace falta limitarse a $T \gg T_c$ puesto que las muestras vienen de láseres distintos.
Podemos lograr respuestas a mayor frecuencia

- Multi-wavelength source with tunable chirped grating



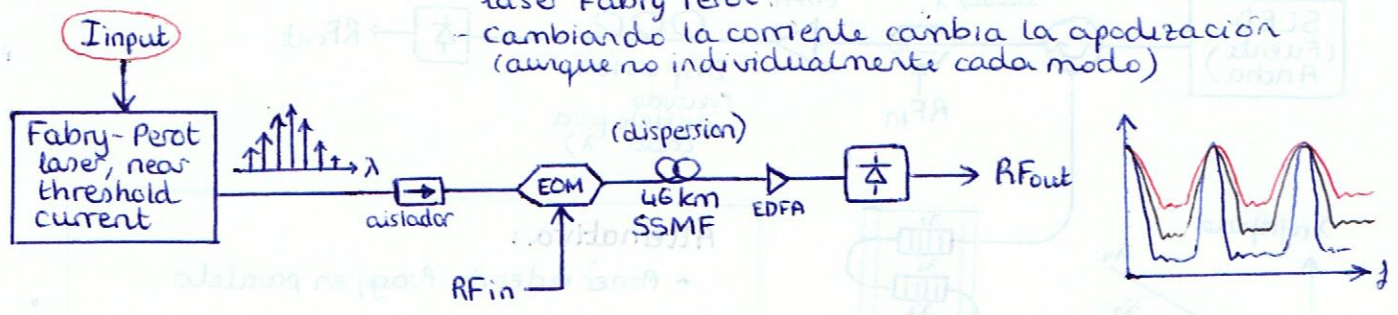
- Continuous tunability
- Barato
- Se puede poner otra red de Bragg tunable para poder sumar más retardos (y escoger con un switch si entro o no)
- Larger tunability



• Current injection in multimode lasers

- MUY BARATO Y SENCILLO

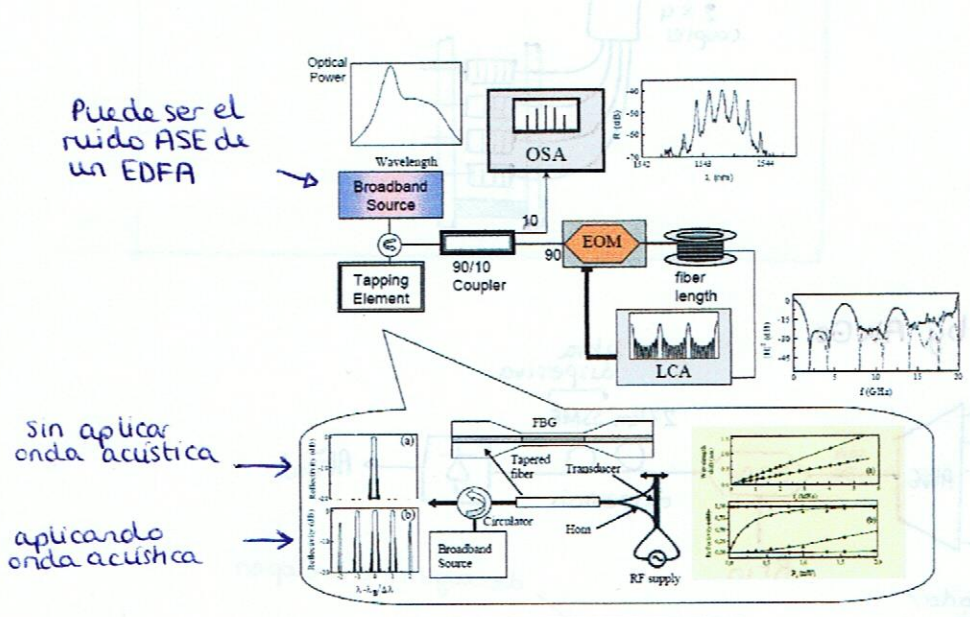
- Aprovecho la apodización que tiene "de casa" en láser Fabry Perot
- cambiando la corriente cambia la apodización (aunque no individualmente cada modo)



3. **FILTROS BASADOS EN FUENTE ANCHA**

- Ranurar espectro ancho (filtro peine) para obtener las distintas muestras temporales
↓
Tapping element → diversas opciones

• Bragg grating based acousto-optic superlattice modulator



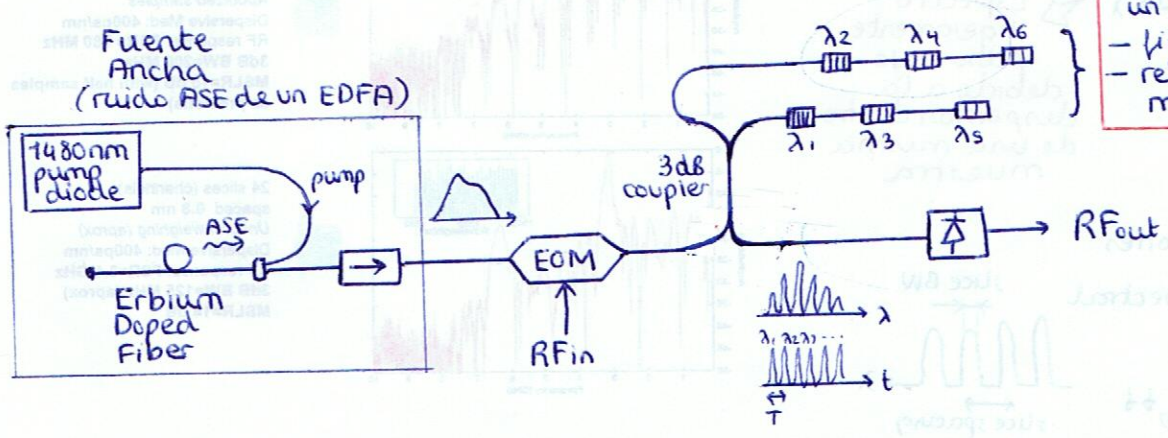
Transducir onda acústica mecánica a Red de Bragg

- ↳ los periodos de la red se comprimen en unos lugares y se ensanchan en otros
- ↳ sobremodular la red de Bragg → armónicos

• Separación entre picos λ del filtro peine proporcional a la onda acústica

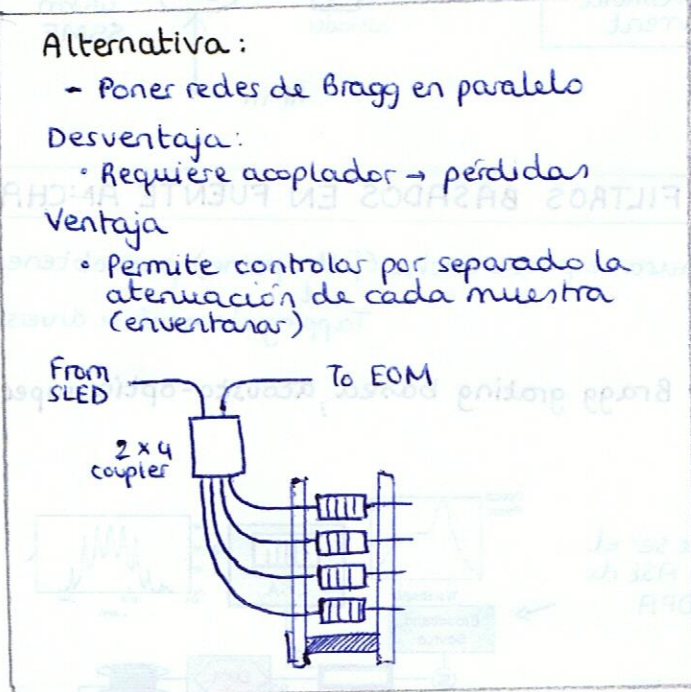
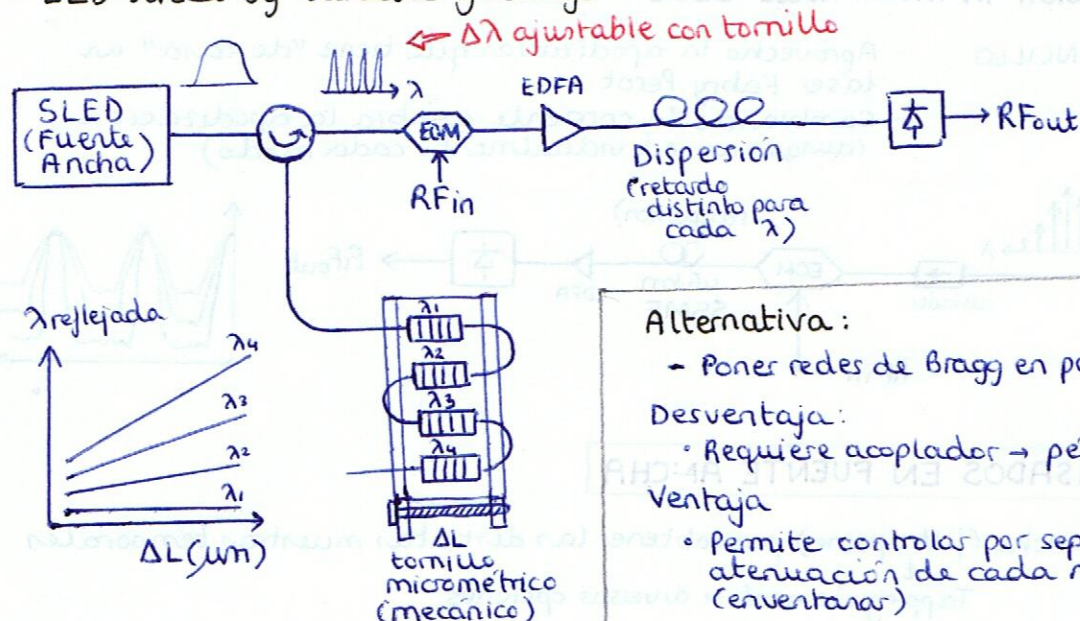
- cambiando la frec. de la onda acústica se cambia la frec. del pico
- cambiando la amplitud de la onda acústica se varía la amplitud de los armónicos.

• Multi-tap filter with in-fiber Bragg grating arrays

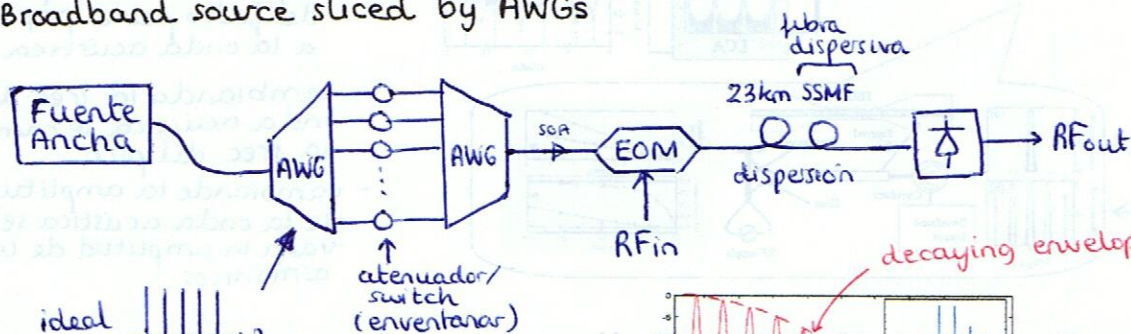


mato dos pájaros de un tiro
- filtro peine (λ_i)
- retardo cada muestra un T_i

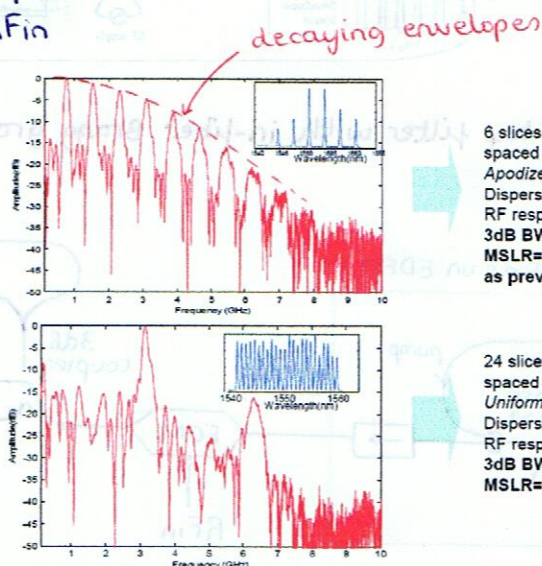
- LED sliced by tunable gratings



- Broadband source sliced by AWGs



Espectro ligeramente más bajo debido a la dispersión dentro de una misma muestra

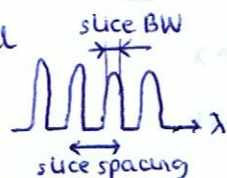


6 slices (channels)
spaced $4 \times 0.8 \text{ nm} = 3.2 \text{ nm}$
Apodized samples
Dispersive Med: 400ps/nm
RF response: FSR= 780 MHz
3dB BW=200 MHz
MSLR=15 dB (with half samples as previous)

24 slices (channels)
spaced 0.8 nm
Uniform weighing (aprox)
Dispersive Med: 400ps/nm
RF response: FSR=3.1 GHz
3dB BW=125 MHz (aprox)
MSLR=14 dB

Limitaciones:

- Eficiencia espectral ineficiente sobre todo si $\frac{\text{slice BW}}{\text{slice spacing}} \downarrow$
 $\rightarrow$ interesa slice BW $\uparrow$



- RF decaying envelope: debido a anchura espectral de muestras $\rightarrow$ interesa slice BW $\uparrow$

- controlar amplitud de cada tap es difícil

Teórica

vs.

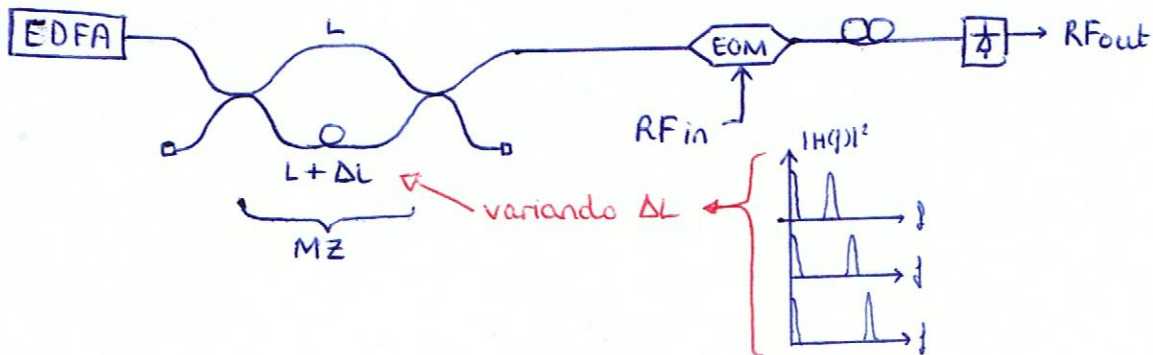
• Broadband source sliced by an MZI

- original y diferente:

- usar respuesta cos del MZI como filtro de peine $\rightarrow$

separación entre crestas viene dada por la diferencia de caminos

$\rightarrow$ se logra obtener una única banda en RF (espectro RF no replicado) gracias a que $TF(\cos) = \delta$



• Broadband source sliced by Fabry-Perot

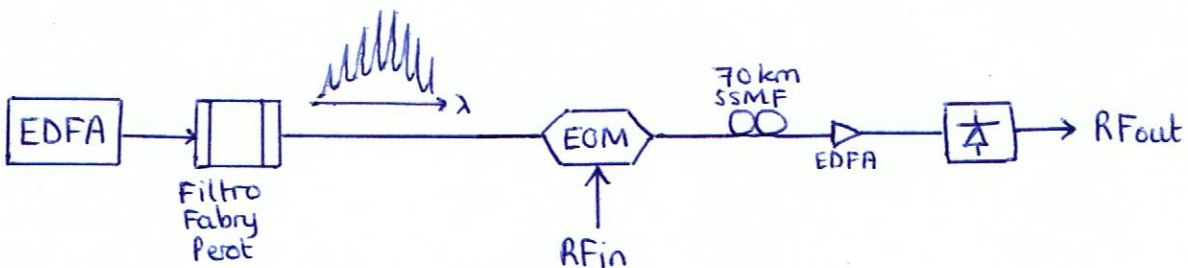
- poco flexible

- muy fácil fabricación

usar un filtro Fabry-Perot como filtro de peine

$\rightarrow$ puede ser sintonizable

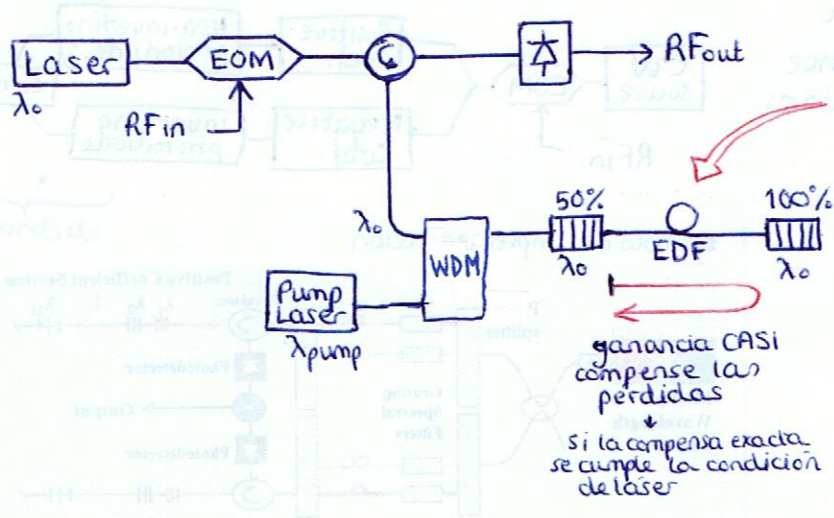
$\rightarrow$ apodización de forma natural



CAPÍTULO 4. FILTROS FOTÓNICOS DE RF DE ALTAS PRESTACIONES

FILTROS CON ALTO FACTOR DE CALIDAD Q (MUCHAS MUESTRAS)

- Recirculating Filter with amplification, cavity closed by FBG

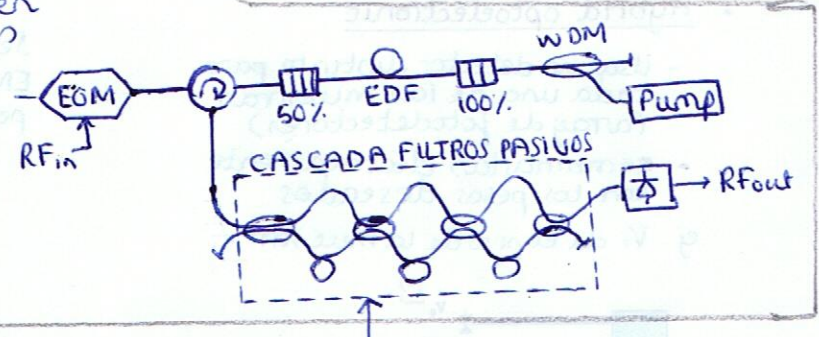
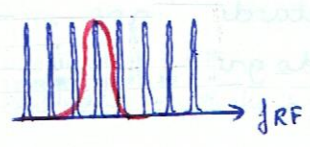


LIMITACIÓN
El retardo entre muestras T será grande (limitación de longitud en fibra dopada)
↓
Very low FSR due to EDFA

• Modificación para hacerlo tunable
Usar láser sintonizable y utilizar un chirped FBG
→ High Q
→ Widely tunable
→ 😞 poca FSR

• Solución al low FSR

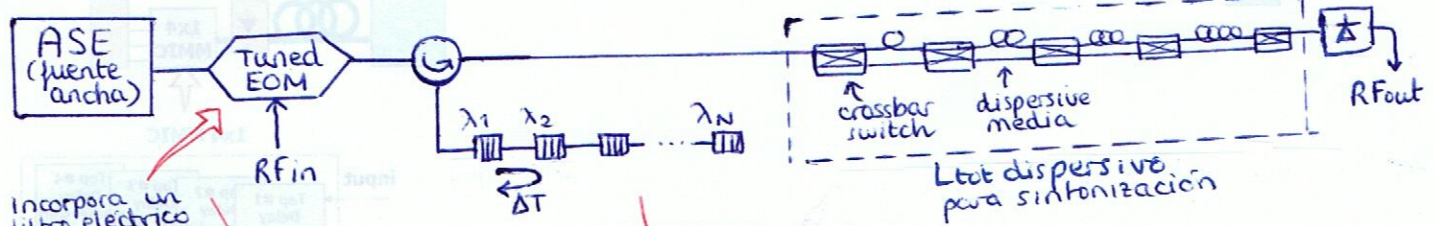
↳ Añadir nuevo filtro óptico en cascada que elimine las resonancias indeseadas



• Single resonance Filter

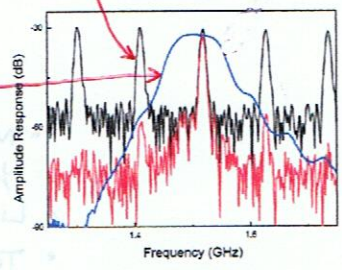
- ej: Capmany, $Q=243@15\text{GHz}$ (world record) transversal filter

Quedamos con una sola resonancia N-ésima
Si N alto → Filtro de alto Q
↳ Cascada de filtros pasivos más compleja



Incorpora un filtro eléctrico para que solo se module la señal en el pico que interesa
↓
Es como poner el filtro pasivo en cascada, pero en el dominio eléctrico

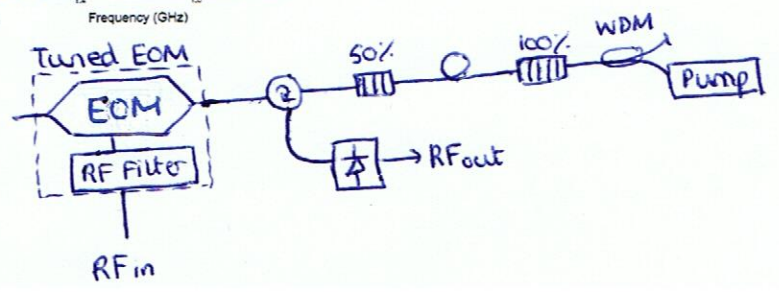
Modulador Electro-óptico Sintonizado



Ltot dispersivo para sintonización

- ej. Capmany $Q>3000$ (record for MWP)

Aplicar el Tuned EOM al filtro recirculante anterior en sustitución de la cascada de filtros pasivos



FILTROS CON COEFICIENTES NEGATIVOS

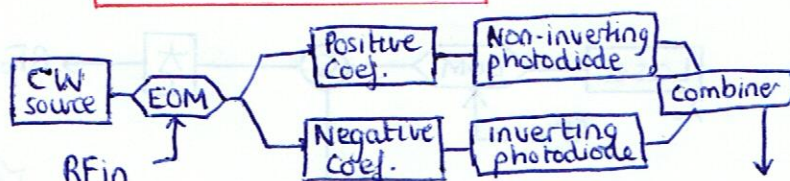
- más flexibilidad
- no siempre parabaja

TRADITIONAL APPROACHES (TÉCNICAS ELÉCTRICAS)

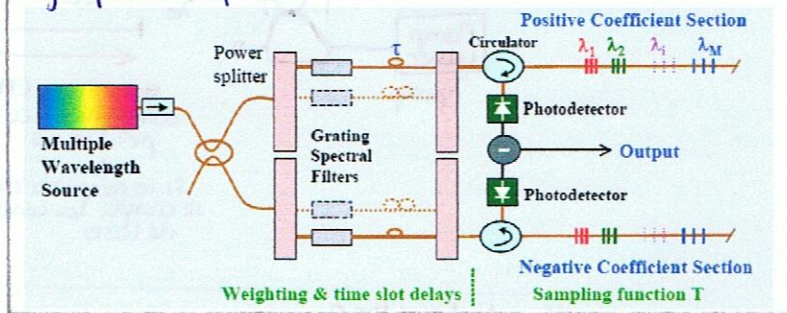
Differential Detection

- Requiere duplicar estructura
- Requiere un cuidadoso balance de retardos en los dos caminos
- Difícil de reconfigurar (¿cómo cambian h_1 y h_2 ?)

$$h(t) = h_1(t) - h_2(t)$$

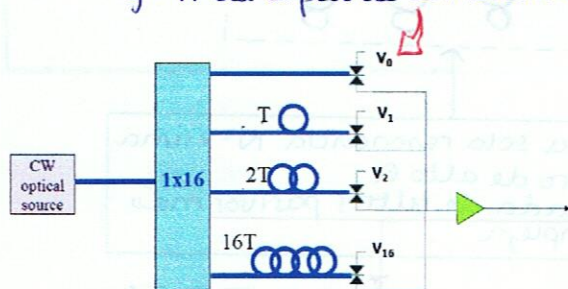


ejemplo de implementación



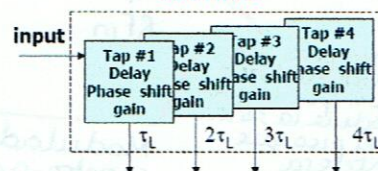
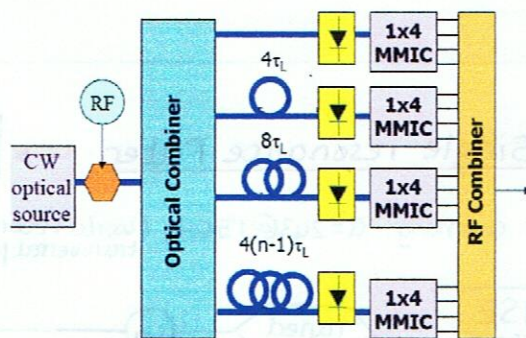
Hybrid optoelectronic

- usar un detector distinto para cada una de las muestras (array de fotodetectores)
 - combinarlas eléctricamente con los pesos deseados
- ej: V_i da el peso de la muestra



Se puede usar un MMIC para EN EL DOMINIO ELÉCTRICO introducir pesos y retardos finos

- Retardo grueso en óptico ($4\tau_L$)
- Retardo fino en eléctricos (τ)



- Mejora respecto a hacer todo el filtro directamente en MMIC
- Limitado al AB del MMIC
- Tap weighting adds thermal noise

RECENT APPROACHES (TÉCNICAS ÓPTICAS)

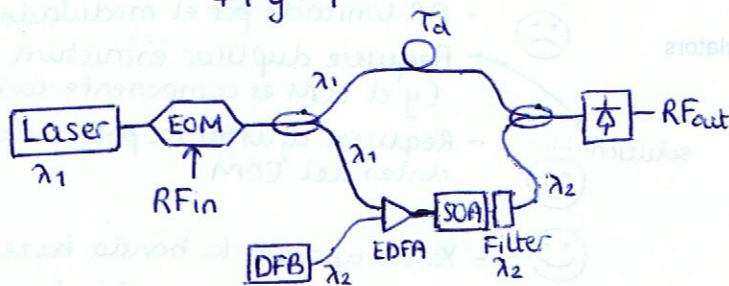
- Phase inversion using SOA cross-gain modulation (XGM) + λ conversion

Concepto:



Implementación:

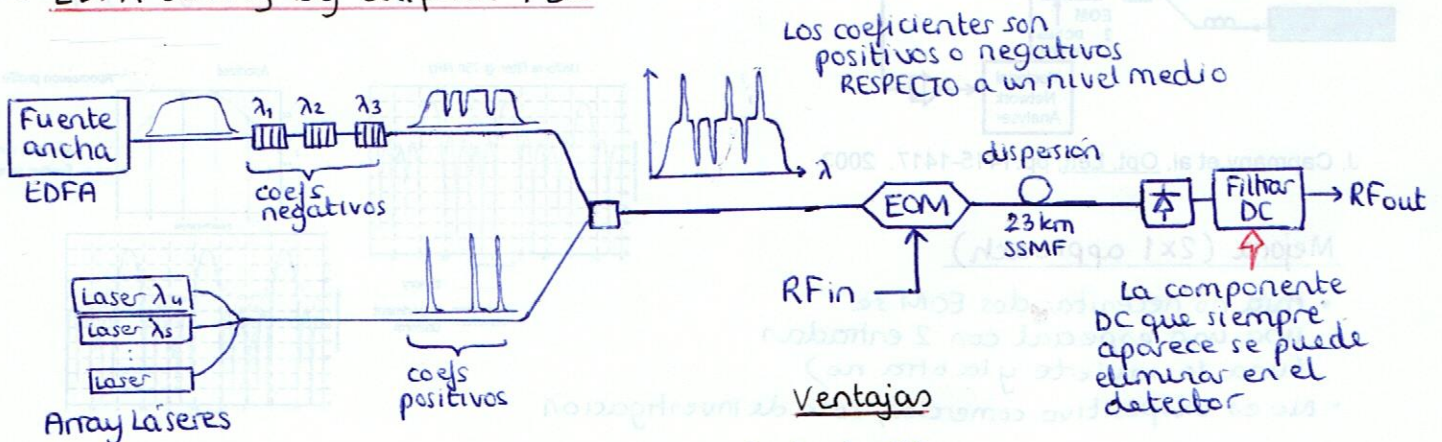
ej: Notch (2 muestras)
+1 y -1



Inconvenientes:

- AB limitado por el ABxgm
- Difícil de reconfigurar (ej: cambiar signo?)
- Costoso implementar más muestras (sólo se ha demostrado notch con 2)
- El SOA es sensible a la polarización

- EDFA slicing by uniform FBG

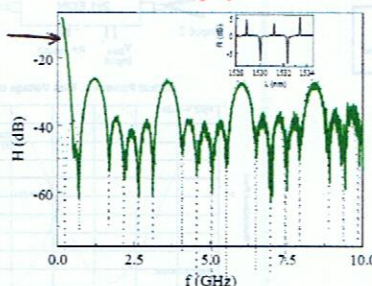


Ventajas

- Sin límite de AB
- Reconfigurable (cambiar FBGs y láseres)
- Polarization insensitive (EDFAs y FBG)

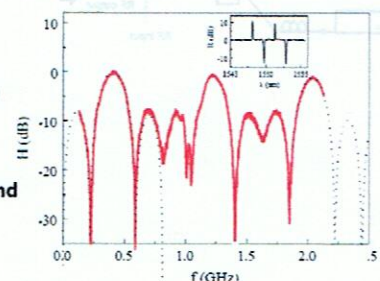
comp. DC
que hay
que filtrar

EDFA Slicing by FBGs



4 tap, 1.56 nm-equispaced around
1550 nm filter

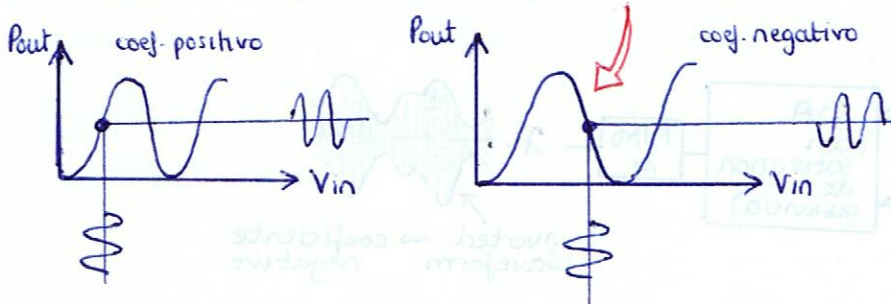
5 tap, 1.16 nm-equispaced around
1530 nm filter



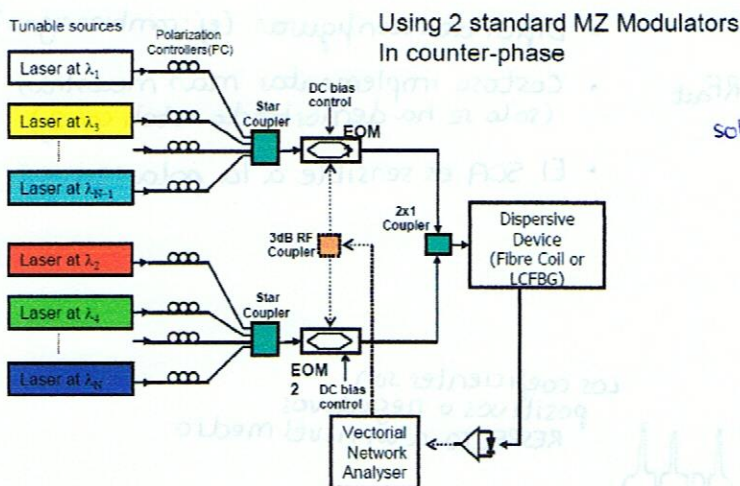
Phase inversion in Electro-Optic modulators

Novel technique within IST-labels

Concepto MZM polarizado con pendiente negativa



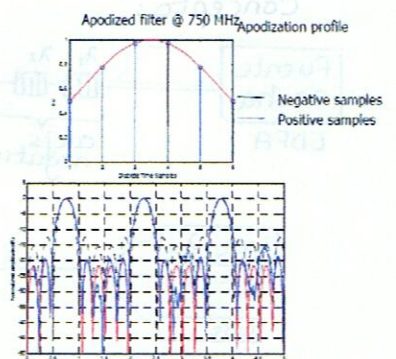
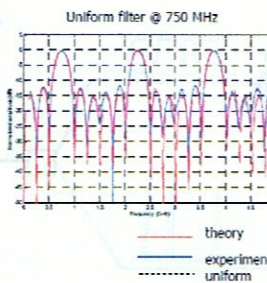
Implementación (1x2 approach)



J. Capmany, et al, *Opt. Lett.*, pp.1415-1417. 2003

Características

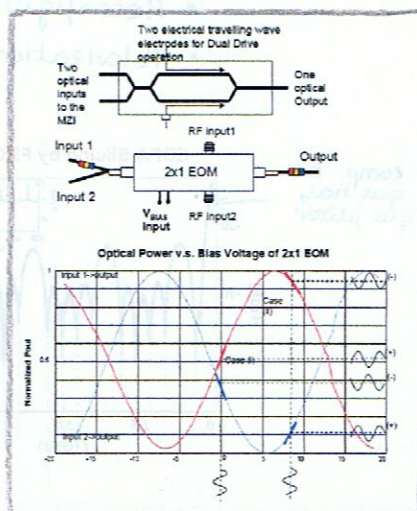
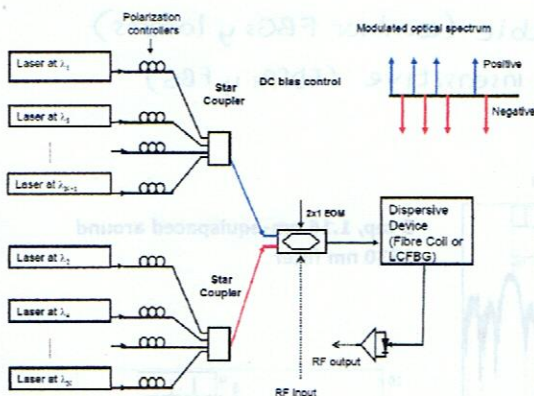
- AB limitado por el modulador
- Requiere duplicar EOM (y el EOM es componente caro)
- Requiere ajustar la polarización antes del EOM
- Ya no aparece la banda base
- Apodizar es independiente (Phase inversion decoupled from any weighing process)



Mejora (2x1 approach)

- Para no necesitar dos EOM se usa uno especial con 2 entradas (una la invierte y la otra no)
- No es dispositivo comercial, sólo de investigación

2x1 EOM

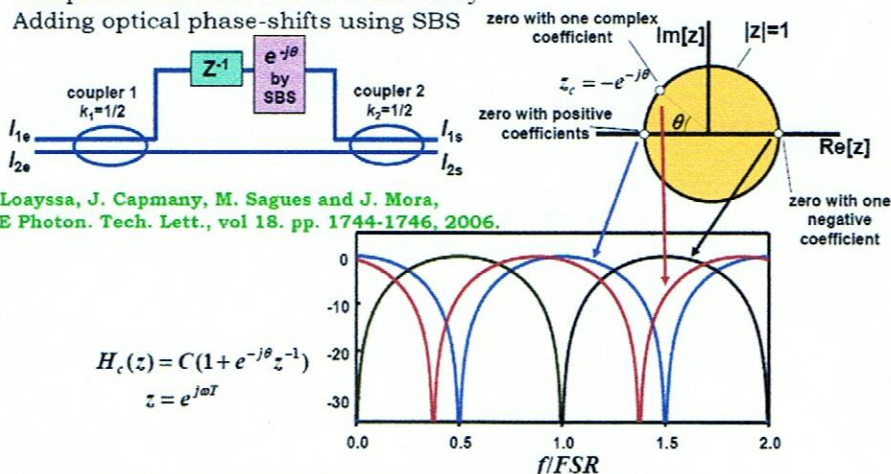


Ya no necesita dos EOM

FILTROS CON COEFICIENTES COMPLEJOS

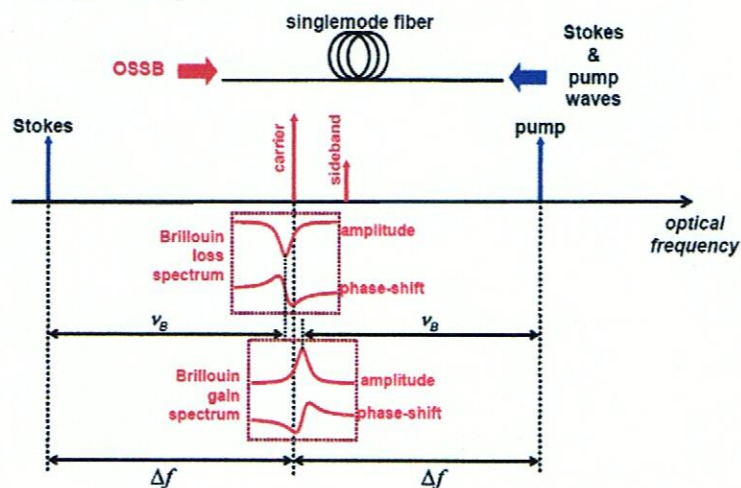
Usar Stimulated Brillouin Scattering

Complex coefficients can be achieved by Adding optical phase-shifts using SBS



- Advantage complex-coefficient filters:
- Tunability without changing T, FSR or spectral shape

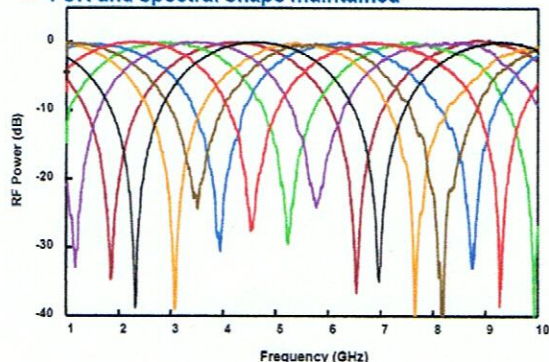
- We need to modify the phase of the optical carrier not affecting its amplitude



Experiments: 2-tap complex-coefficient filter

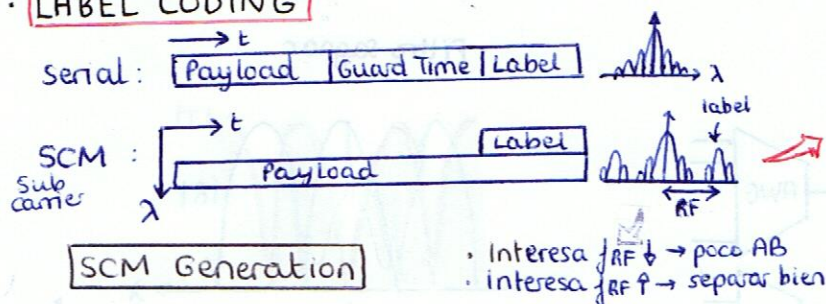
A. Loayssa, J. Capmany, M. Sagues and J. Mora, IEEE Photon. Tech. Lett., vol 18, pp. 1744-1746, 2006.

- Frequency response as the phase shift is tuned >FSR
- FSR and spectral shape maintained

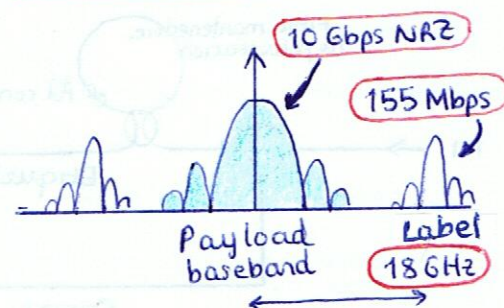


CAPÍTULO 5 : SEPARACIÓN DE ETIQUETA Y CARGA EN REDES DE CONMUTACIÓN DE PAQUETES ÓPTICOS MEDIANTE EL INTERCAMBIO DE ETIQUETAS

LABEL CODING

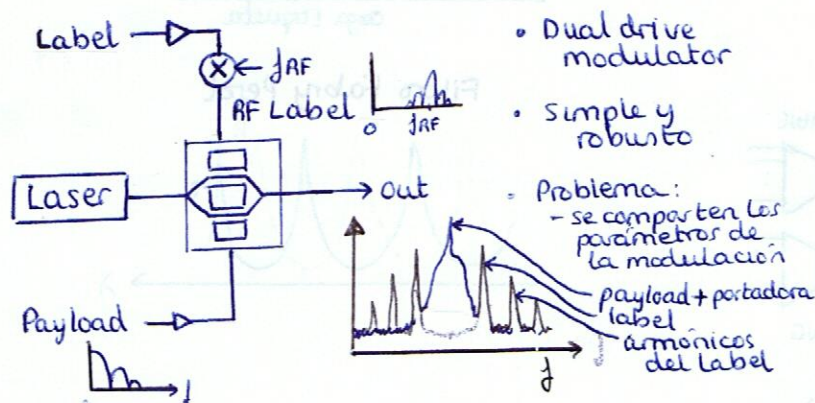


DESCRIPTION OF "LABELS" NODE

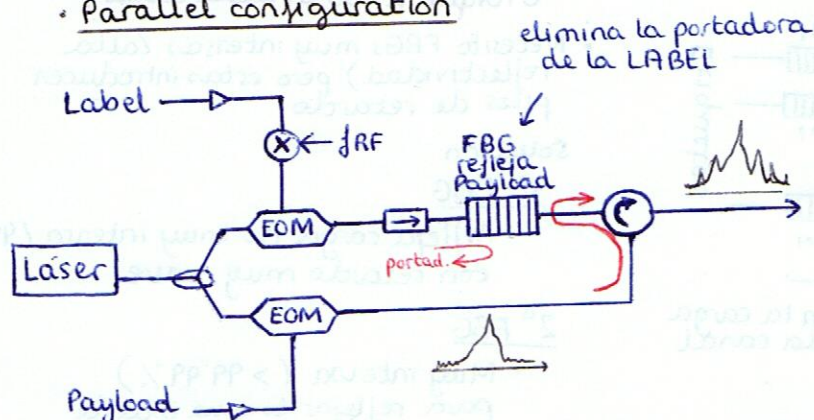


- Label extracted with photonic filter detected and electrically processed
- Payload is left intact
 - delayed
 - wavelength converted
 - routed
- New label is modulated on the payload

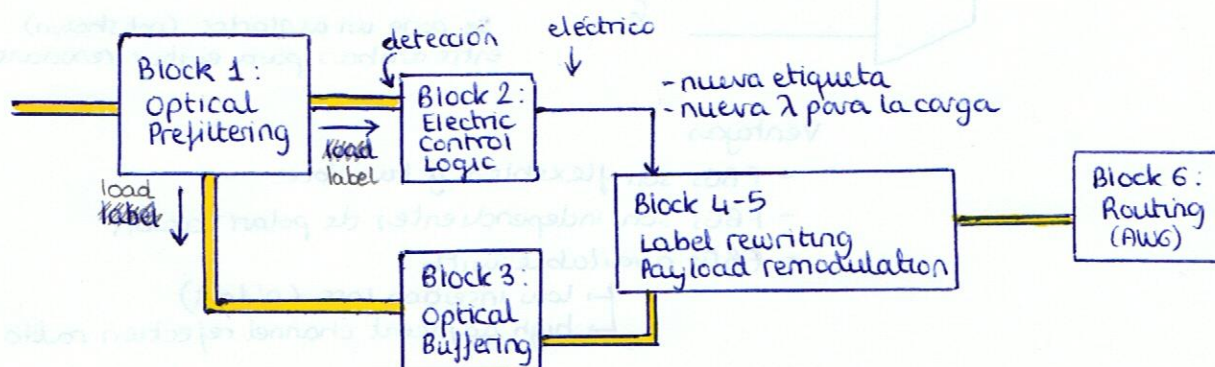
Direct configuration



Parallel configuration



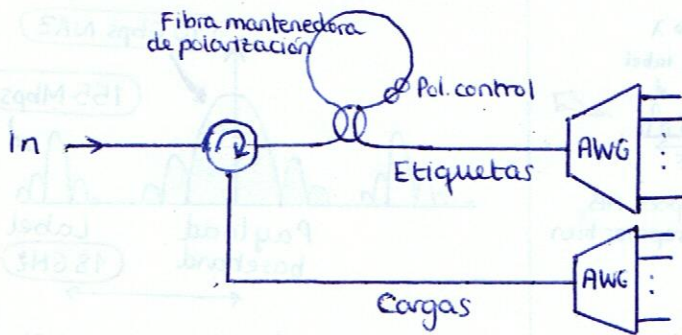
BLOCK DIAGRAM : A NODE IN "LABELS" PROJECT



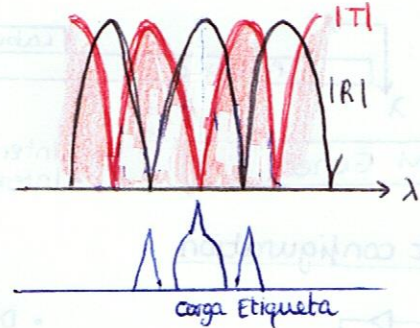
BLOCK 1: OPTICAL PREFILTERING

3 posibilidades:

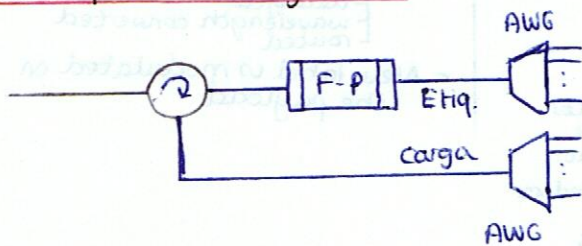
• Usar interferómetro Sagnac



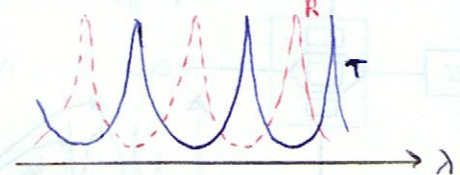
Filtro Sagnac



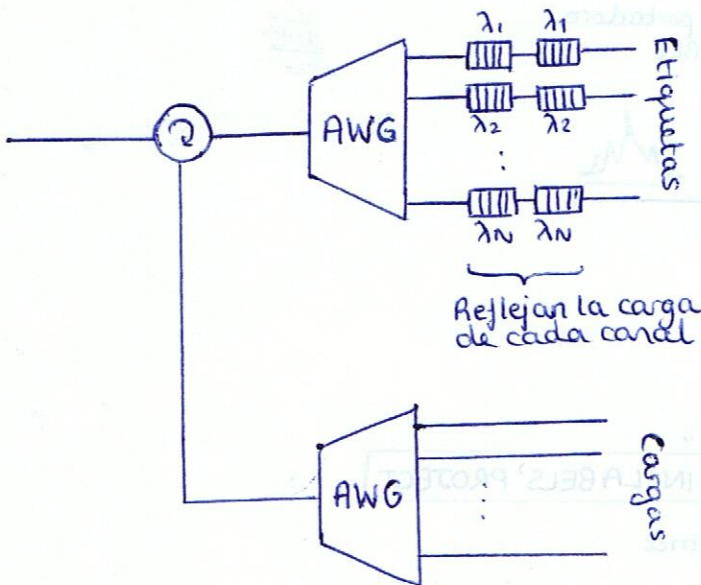
• Usar filtro Fabry-Perot



Filtro Fabry Perot



• Usar tandem FBG (la que se usa)



¿Porqué 2 FBG en cada canal?

- Necesito FBGs muy intensas (alta reflectividad) pero estas introducen picos de retardo

Solución

1ª FBG

- Refleja carga no muy intensa (99%, con retardo muy suave)

2ª FBG

- Muy intensa (> 99'99%) para reflejar lo que quede de carga (aunque tenga picos de retardo)

Se pone un aislador (not shown) entre ambas para evitar resonancias

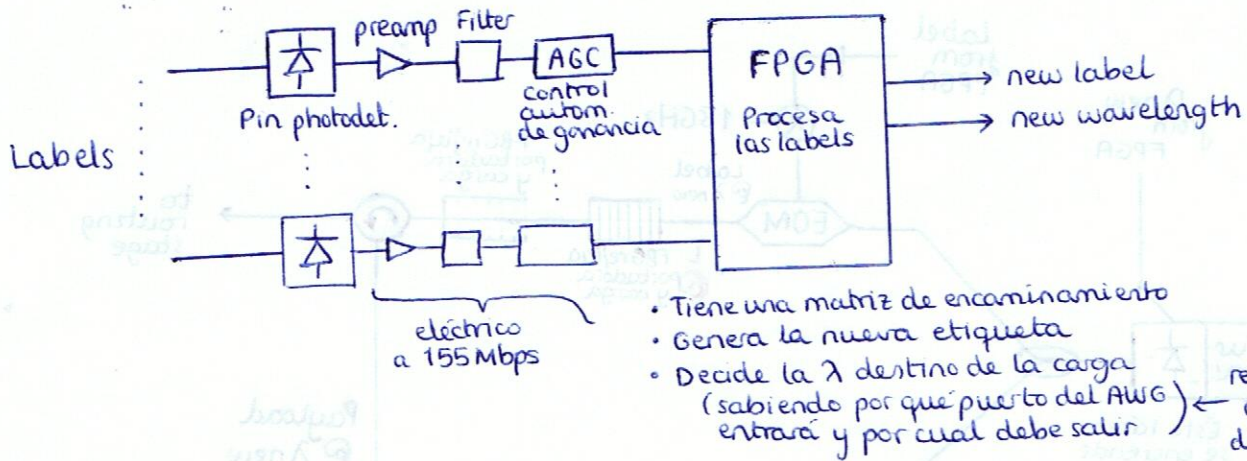
Ventajas:

- FBGs son flexibles y tunables
- FBGs son independientes de polarización
- FBGs available with

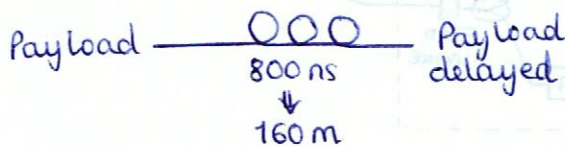
↳ low insertion loss (0'1dB)

↳ high adjacent channel rejection ratio

BLOCK 2 : CONTROL LOGIC



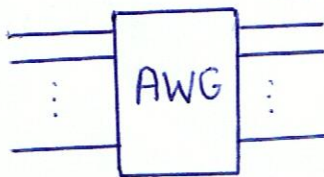
BLOCK 3 : OPTICAL BUFFER



¿Cuánto tiempo lo retenemos?

- detección
- procesamiento de la FPGA
- instrucciones a los láseres y de nueva etiqueta
- tiempo de puesta en marcha de los láseres

BLOCK 6 : ROUTING



A given wavelength launched through a given input port will come out through the destination port following the AWG cyclic response

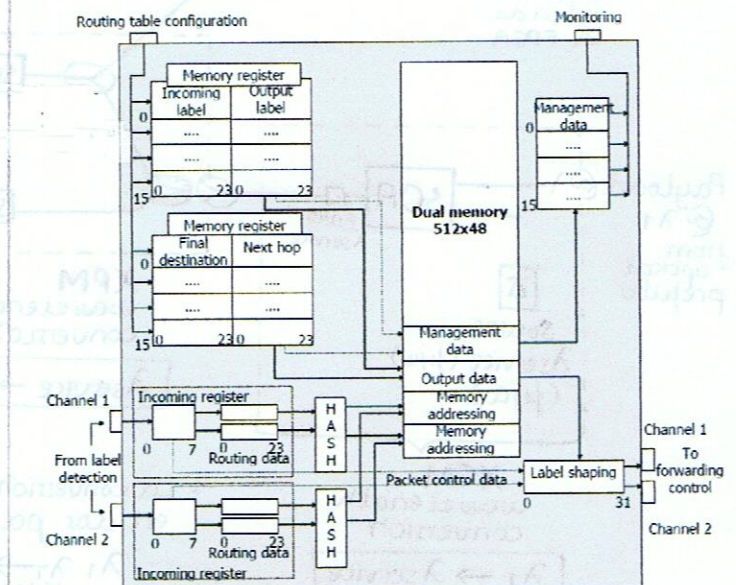
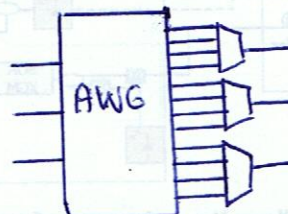
- Esta filosofía implica que el λ válido venga fijado por los puertos de entrada y salida
- No tengo libertad para elegir la λ deseada

No puedo hacer 'caminos ópticos'

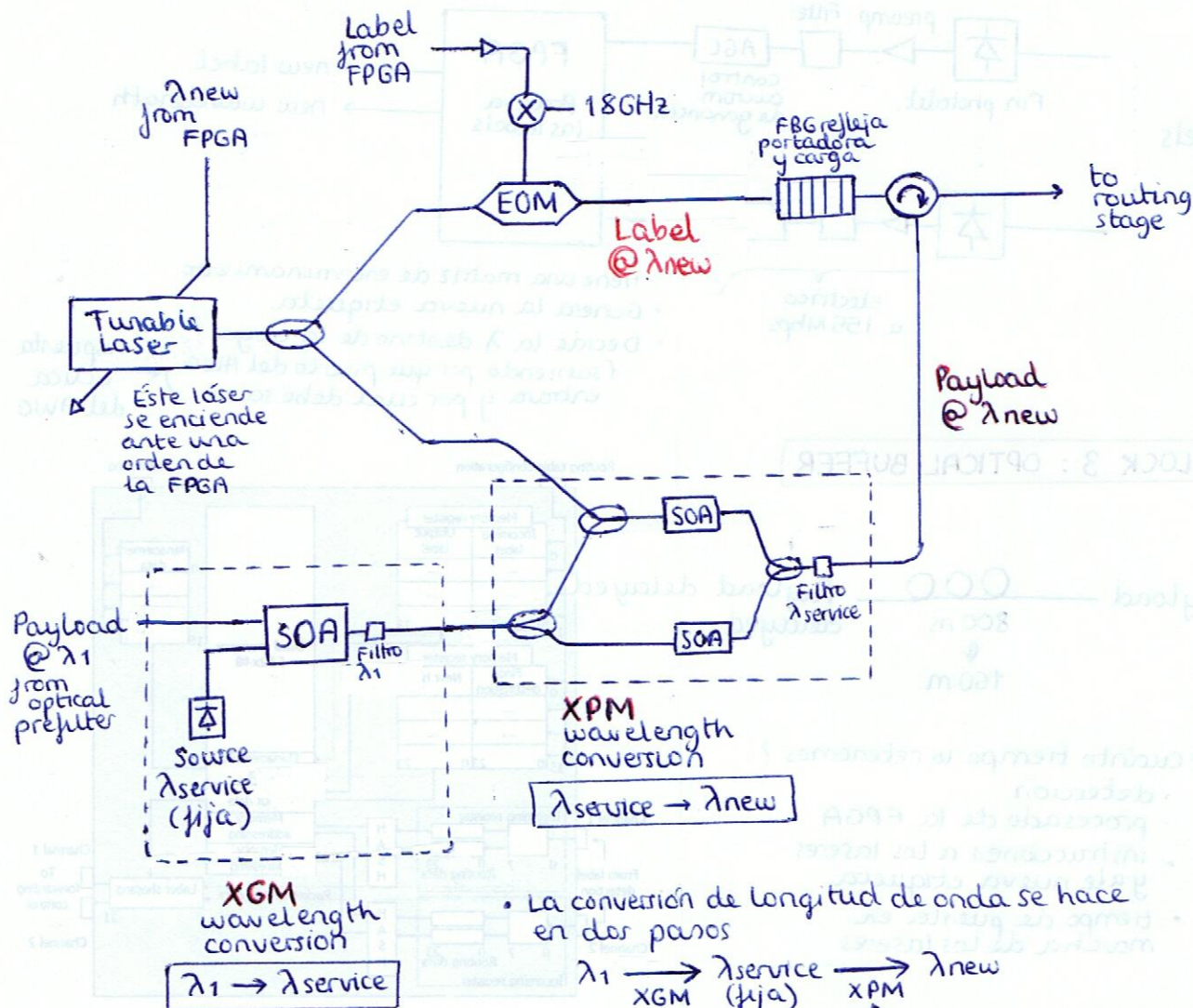
- ↳ técnica de conmutación de circuitos consistente en rutear con la λ
- ↳ No es un problema en redes best-effort no orientadas a la conexión
- ↳ Aunque existen redes híbridas (de circuitos + paquetes para overspill)

¿How can I overcome the problem?

- ↳ Agrupar salidas del AWG con un coupler
- ↳ Varias posibles λ van a un puerto de salida



BLOCK 4-5: LABEL REWRITING AND WAVELENGTH CONVERSION



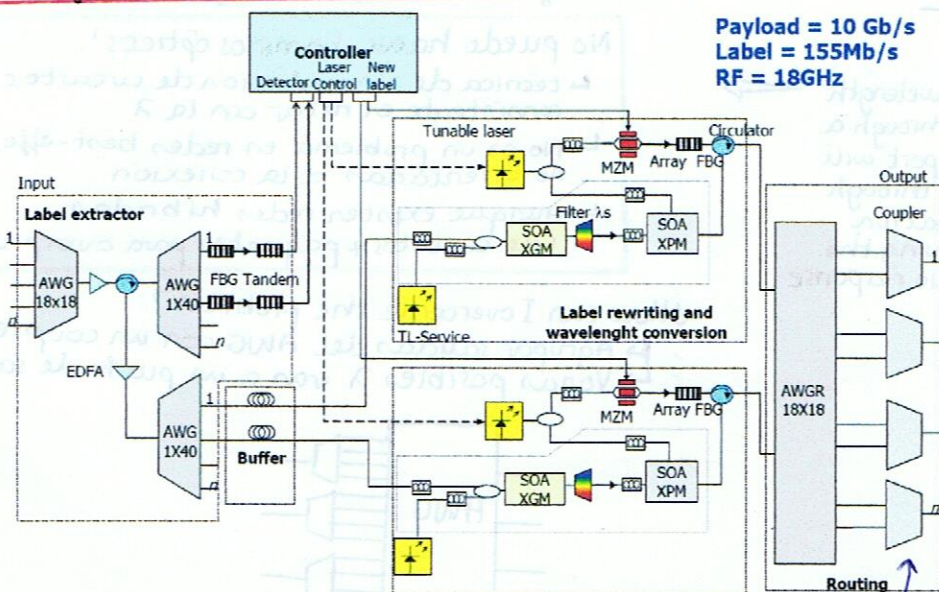
- La conversión de longitud de onda se hace en dos pasos

$$\lambda_1 \xrightarrow{\text{XGM}} \lambda_{\text{service}} (\text{fija}) \xrightarrow{\text{XPM}} \lambda_{\text{new}}$$

2 SOAs + interferencia
No se usó XGM porque funcionaba peor

- Los dos pasos cubren el caso de NO TENER que cambiar la λ

Montaje total con 2 longitudes de onda



Routing block allows the assignment of any wavelength on any output port gracias a los acopladores

CAPABILITIES

Información eléctrica contenida en los 'labels'

112 bits @ 155 Mb/s $\rightarrow$ 772 ns

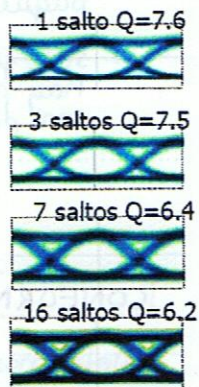
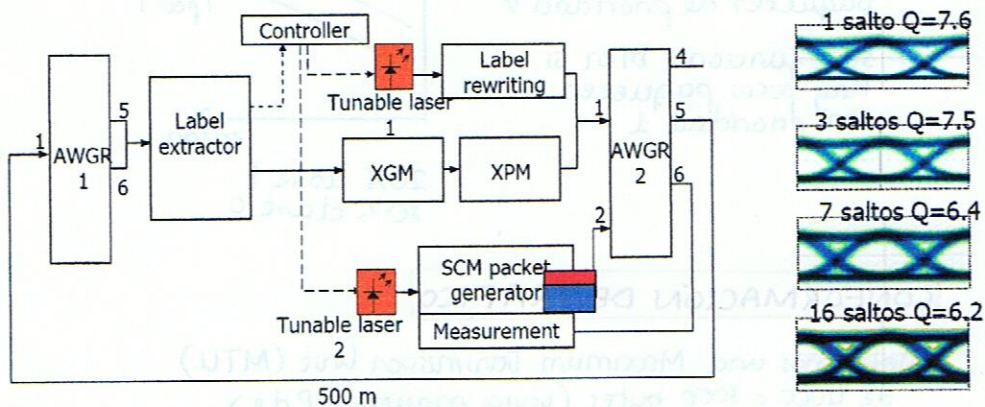
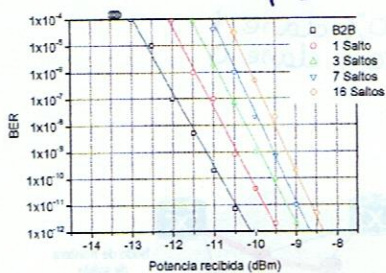
Local	Preamble	Unique word	Type	Addressing	Priority	Duration	TI
	64 bits	16 bits	1 bit	24 bits	1 bit	4bits	2 bits

Global	Preamble	Unique word	Type	Destination	Source	Priority	Duration	TI
	64 bits	16 bits	1 bit	12 bits	12 bits	1 bit	4bits	2 bits

ingeniería de tráfico

DIMENSIONING

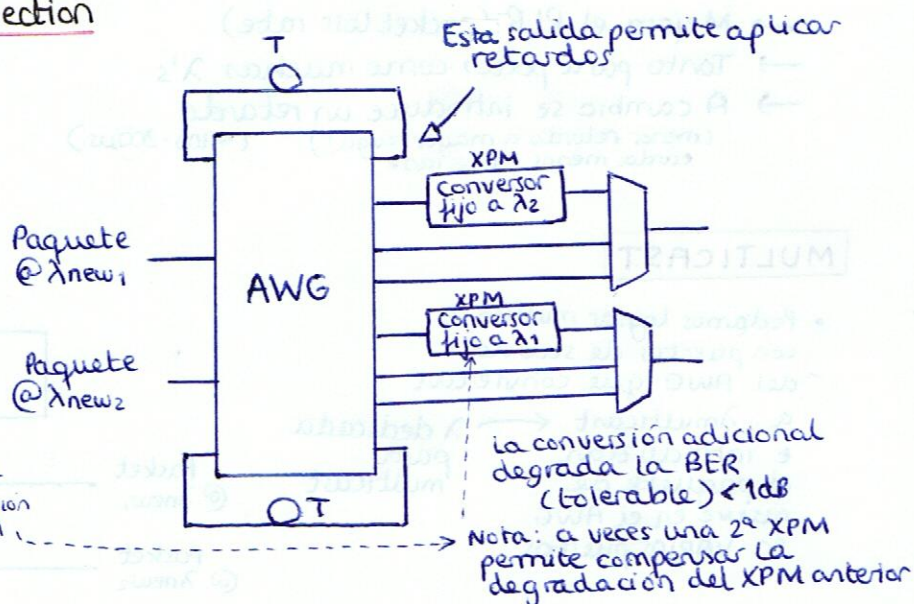
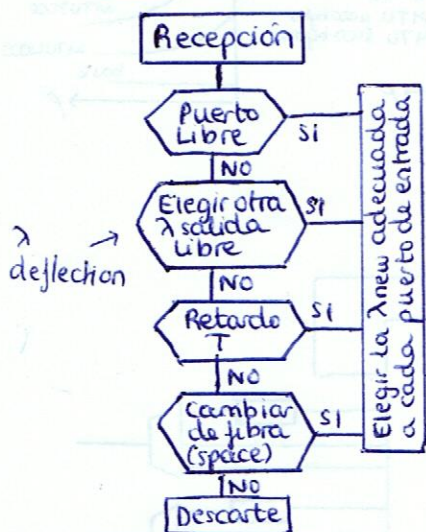
En el montaje añaden un bucle para poder medir el dimensionado (número de hops)



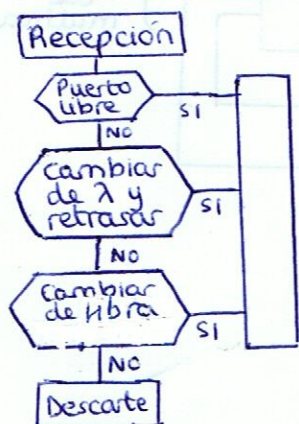
COLISIONES

difícil de solucionar por no tener memorias ópticas:

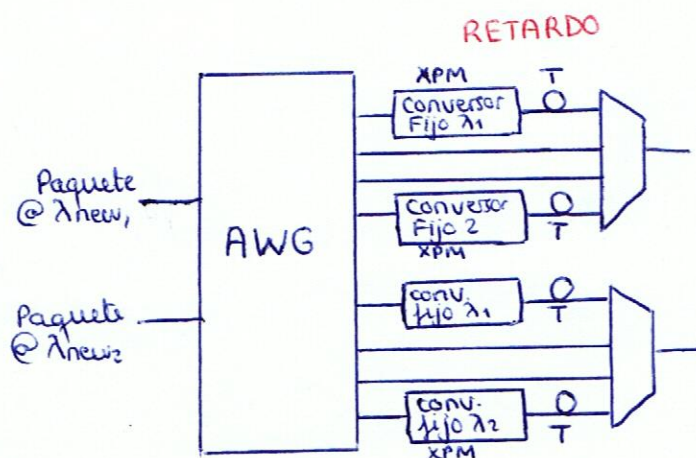
Solución 1. Wavelength deflection



Solución 2. Parallel converters

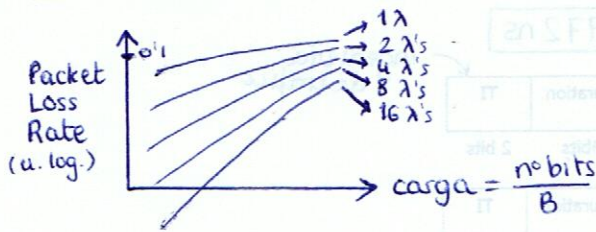


- cada salida tiene cada λ y la λ retrasada
- Permite wavelength continuity (camines ópticos)



MODELADO DE COLISIONES

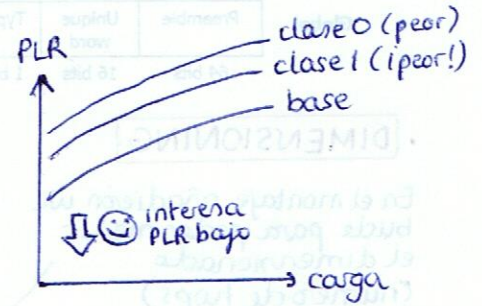
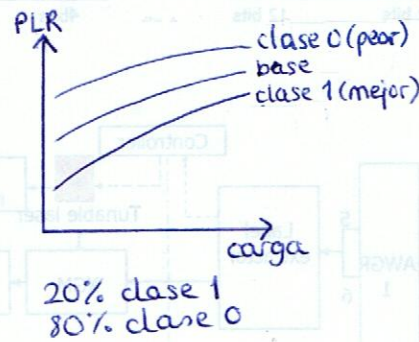
NS2 (Network Simulator)



- A mayor carga más pérdidas
- A mayor n° de long. de onda menos PLR
- (Not shown) Parallel converters mejor PLR que Wavelength Deflection

USO DEL BIT PRIORIDAD

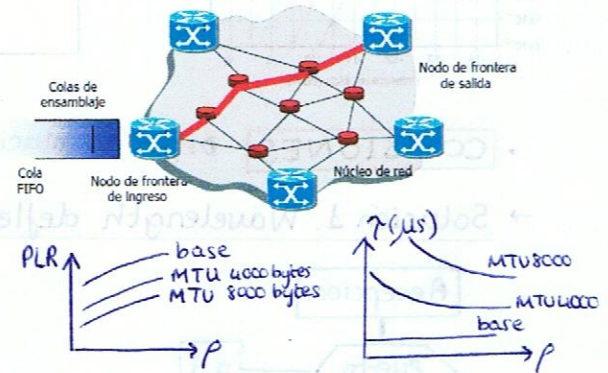
- se deflecan primero los paquetes de prioridad 0
- sólo funciona bien si hay pocos paquetes con prioridad 1



CONFORMACIÓN DE TRÁFICO

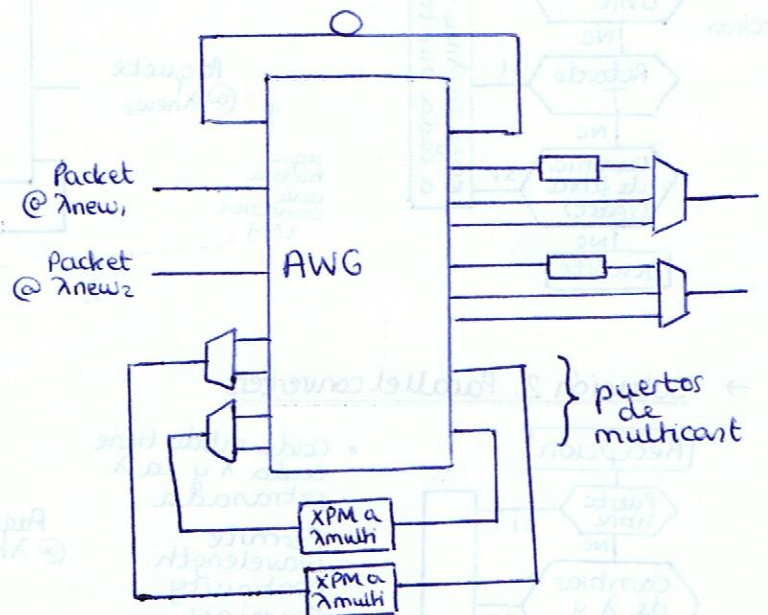
- Definimos una Maximum Transmission Unit (MTU) de 4000 o 8000 bytes (varios paquetes IP de longitud máxima)
- No transmitimos hasta que se llene la MTU en la cola de ensamble

- Mejora el PLR (packet loss rate)
- Tanto para pocas como muchas λ 's
- A cambio se introduce un retardo (menor retardo a mayor carga!) (~100-200 μ s) tarda menos en llenarse



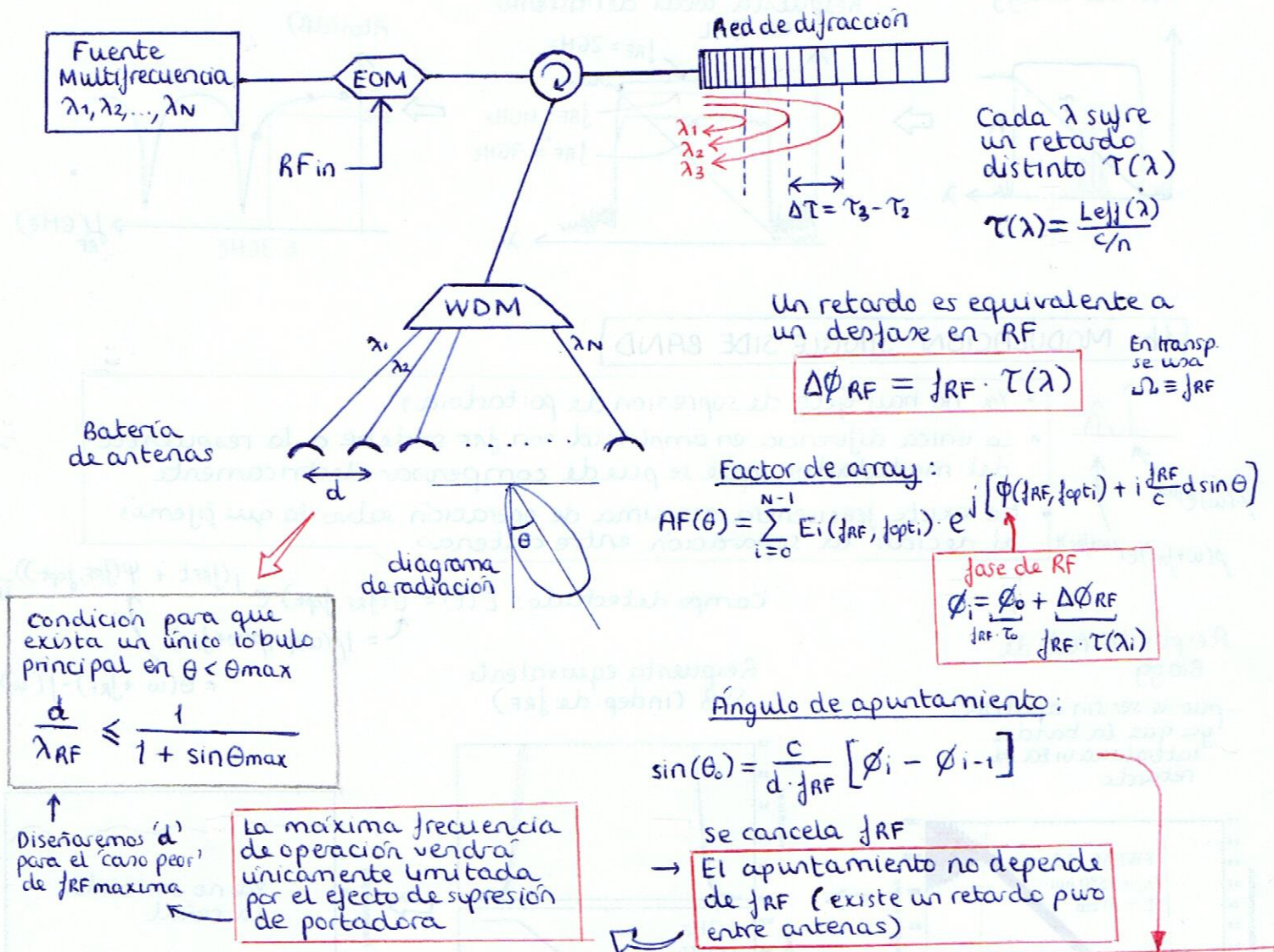
MULTICAST

- Podemos lograr multicast con puertos de salida del AWG que conviertan a λ multicast e introduzcan el paquete de nuevo en el AWG en VARIOS puertos



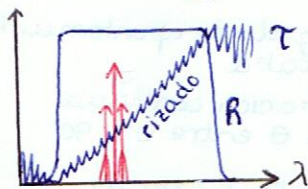
CAPÍTULO 6: LINEAS DE RETARDO PARA CONFORMACIÓN ÓPTICA DE HACES EN BATERÍAS DE ANTENAS DE MICROONDAS

1. LINEA DE RETARDO VARIABLE BASADA EN UNA RED DE DIFRACCIÓN DISPERSIVA

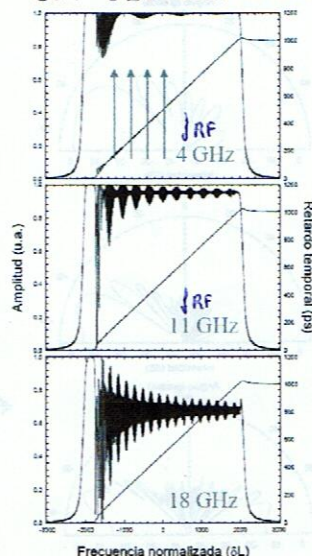


1a. MODULACIÓN DE DOBLE BANDA LATERAL (DBL / DSB)

Respuesta de la Red de Bragg



Respuesta total de la modulación con DBL variando f_{RF}



A mayor f_{RF}

- más se suaviza el retardo
- más se distorsiona la amplitud (se están sumando las bandas laterales en desfase) (el rizado del retardo hace que la suma varíe mucho)

si el chirp es lineal:

Diferencias de retardo constantes

↕

λ ópticas equiespaciadas

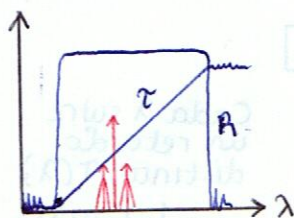
• Apodizando la red de difracción (medidas experimentales)

Desaparece el rizado en el retardo:

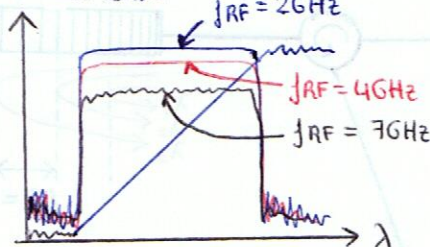
Ahora el efecto de supresión de portadora se ve más claro al variar f_{RF}

Se ajusta la separación de las antenas para esta f_{RFmax}

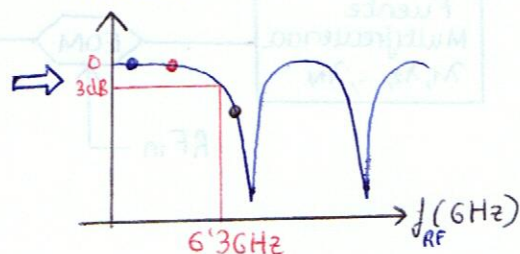
Respuesta de la red de Bragg



Respuesta total de la señal en DBL



Aten (dB)



1b. MODULACION SINGLE SIDE BAND

$$p(\omega)e^{j\omega t}$$

$$p(\omega + f_{RF})e^{j(\omega + f_{RF})t}$$

- Ya no hay efecto de supresión de portadoras
- La única diferencia en amplitud con f_{RF} se debe a la respuesta del modulador, que se puede compensar electricamente
- No existe frecuencia máxima de operación salvo la que fijemos al decidir la separación entre antenas

campo detectado: $\vec{E}(t) = E(f_{RF}, f_{opt}) e^{j(f_{RF}t + \psi(f_{RF}, f_{opt}))} \vec{u}$

$\uparrow$

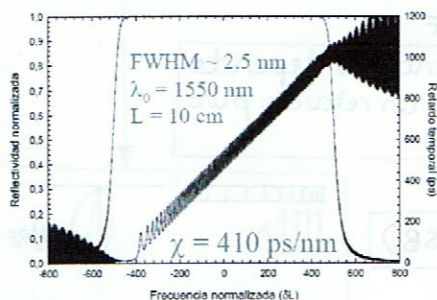
$= |p(\omega)| \cdot |p(\omega + f_{RF})|$

$\uparrow$

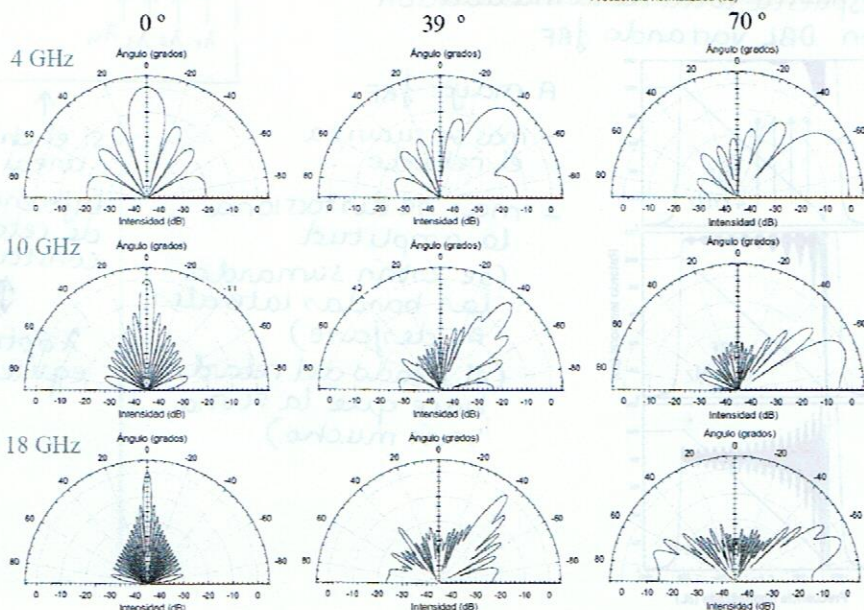
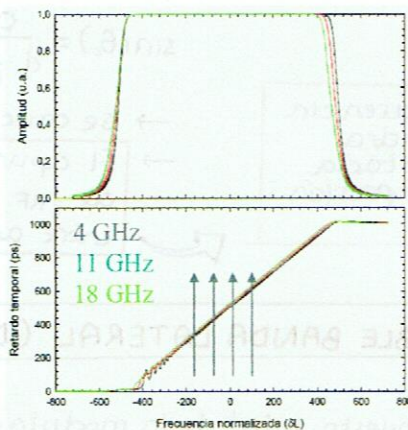
$= \theta(\omega + f_{RF}) - \theta(\omega)$

Respuesta red de Bragg

- puede ser sin apodizar, ya que la banda lateral suaviza el retardo



Respuesta equivalente SSB (indep de f_{RF})



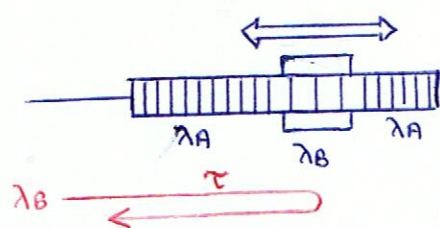
- Ángulo de apuntamiento estable
- Variación continua de θ entre 0° y 90°
- Banda 4-18 GHz (limitado por la separación d entre antenas)

← Diagramas de radiación calculados a partir de la faxe medida experimentalmente

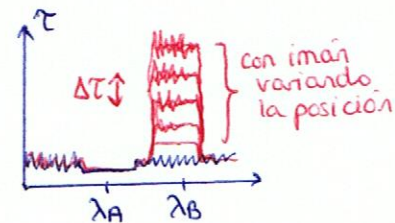
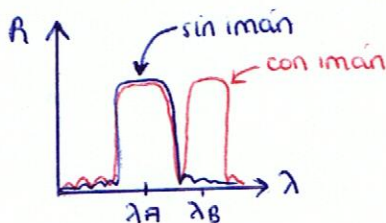
2. LINEA DE RETARDO VARIABLE BASADA EN RED UNIFORME CON ELEMENTO PERTURBADOR

- Trabaja en una única frecuencia $\rightarrow$ Ahorramos el láser multifrecuencia

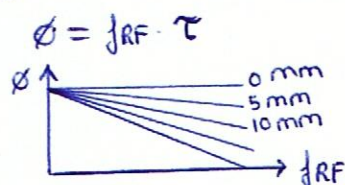
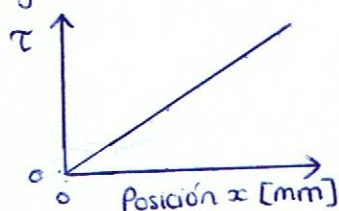
Concepto



Elemento perturbador del periodo $\rightarrow$ barra electrostrictiva
 $\hookrightarrow$ zona perturbada refleja λ_B

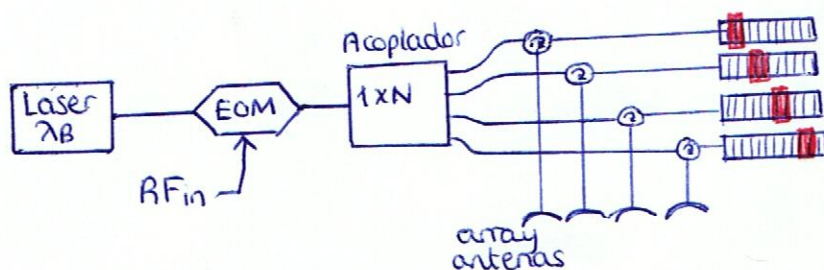


Desplazando el elemento perturbador se logra ajustar el retardo $\rightarrow$ y por tanto el desfase sufrido



Implementación

utilizar una red de difracción para cada antena, con la posición de la zona perturbada ajustada en cada una



- No requiere fuente multifrecuencia ni DEMUX
- una línea para cada elemento radiante